



# ESCOLA NAVAL

ta sainte & bief faire



Afonso Lobo Sénica

## Detecção de Alvos em Sistemas de Radares Passivos

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em  
Ciências Militares Navais, na especialidade de Engenharia  
Naval Ramo de Armas e Eletrónica



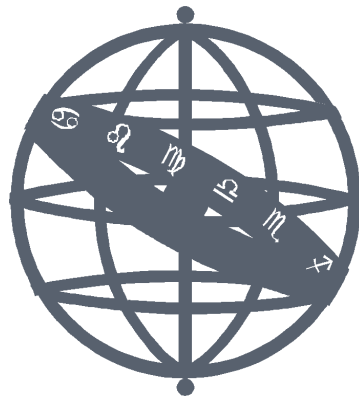
Alfeite,  
2020





# ESCOLA NAVAL

talant de bi-faire



**Afonso Lobo Sénica**

## **Deteção de Alvos em Sistemas de Radares Passivos**

**Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em  
Ciências Militares Navais, na especialidade de Engenharia Naval Ramo  
de Armas e Eletrónica**

**Orientação de:** Paulo Alexandre Carapinha Marques

**Co-orientation of:** João Luís Reis Fidalgo Neves

*O Aluno Mestrando,*

*O Orientador,*

---

Afonso Sénica

---

Paulo Marques

Alfeite,  
2020





*“All we have to decide is what to do with the time that is given us.”* — J.R.R.  
Tolkien



# Agradecimentos

Em primeiro lugar, um agradecimento muito especial para a minha família e aos meus amigos que me apoiaram incondicionalmente e acreditaram sempre em mim.

Ao meu orientador, Professor Doutor Paulo Marques por me ter aceitado neste desafio, pela sua paciência, disponibilidade fora de horas e motivação para que esta fase fosse concluída.

Ao meu co-orientador, CFR EN-AEL Fidalgo Neves pela disponibilidade em qualquer altura, pela preocupação, pela paciência na discussão de resultados e apoio.

À Sara, pela ajuda na atividade prática e pela paciência de ter que conviver com antenas durante uns bons meses dentro de casa.

Ao Araújo pela ajuda com os mais diversos problemas informáticos que me encontrei durante a dissertação.

À Marinha e à Escola Naval, pela disponibilidade e ajuda na aquisição de material.

A todas as pessoas que me ajudaram direta ou indiretamente na conclusão deste trabalho. A todos, o meu sincero obrigado pela ajuda e paciência infindável na conclusão desta etapa.



# Resumo

Desde o início da utilização de radares pelos militares que é conhecido o facto da vulnerabilidade da localização do transmissor quando se encontra a transmitir. Não só por este caso, mas também pelo custo elevado de um transmissor, o radar passivo apresenta-se como uma solução ideal a todos estes problemas. No entanto, como tudo, tem as suas desvantagens, realçando não se controlar o sinal que é transmitido pelo iluminador de oportunidade e este não estar otimizado para sistemas de radar, o que no final, implica um processamento mais complexo.

Este conceito de radares passivos não é uma ideia recente. A primeira experiência realizada remonta ao ano de 1935, quando Robert Watson-Watt usara um iluminador de oportunidade de onda curta radiada do BBC Empire transmitter em Daventry para detetar um bombardeiro Heyford a uma distância de 8 km. Porém, o primeiro radar passivo foi desenvolvido uns anos depois pelos alemães, denominado Klein Heidelberg.

A presente dissertação objetiva analisar e ampliar o conhecimento existente na literatura através do estudo de sistemas de radar passivo para a deteção de alvos, usando como iluminador de oportunidade, a televisão digital terrestre, *Digital Video Broadcasting - Terrestrial (DVB-T)* e, simultaneamente, elaborar um trabalho de desenvolvimento sobre radares passivos, processamento de sinal nos mesmos, teoria de antenas e formação de imagem utilizando radares passivos. Esta dissertação tem ainda como objetivo o desenvolvimento de um sistema de radar passivo que permita a deteção de alvos utilizando DVB-T. Em jeito de conclusão e em função dos resultados obtidos pretende-se discutir possíveis cenários de implementação na Marinha Portuguesa.

**Palavras-chave:** Radar Passivo, Deteção, Processamento de Sinal, DVB-T (Digital Video Broadcasting - Terrestrial)



# Abstract

Since the beginning of the use of radars by the military it is known the fact of vulnerability in the location of the transmitter when it is operating. It is not only by this specific reason, but also because of the pollution of the electromagnetic spectrum or the high cost of a transmitter, the passive radar is an ideal solution to all these problems. However, like everything, it has its disadvantages, such as the signal that is transmitted by the illuminator of opportunity is not controlled and it is not optimized for radar systems, which in the end, implies a more complex processing.

The concept of passive radars is not a recent idea. In fact, the first experiment carried out dates back to the year of 1935 when Robert Watson-Watt used a BBC Empire transmitter shortwave illuminator of opportunity in Daventry to detect a Heyford bomber at a range of 8 km. However, the first passive radar was developed a few years later by the Germans, called Klein Heidelberg.

This dissertation has as main objective the research of a passive radar system, using DVB-T as an illuminator of opportunity and, simultaneously, to develop a development work on passive radars, its signal processing, basic theory of antennas and passive radars for image formation. This work has also an objective of developing a passive radar system using DVB-T. As a conclusion and based on the results obtained, it is intended to discuss possible implementation scenarios in the Portuguese Navy.

**Keywords:** Passive Radar, Detection, Signal Processing, DVB-T (Digital Video Broadcasting - Terrestrial)





# Índice

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Sistemas Passivos para Detecção e Localização de Alvos . . . . .	1
1.2	Sistemas de Radar Definidos por Software . . . . .	2
1.3	Iluminadores de Oportunidade . . . . .	2
1.4	Motivação e Objetivos . . . . .	4
1.5	Organização da Dissertação . . . . .	4
<b>2</b>	<b>Radares Passivos</b>	<b>7</b>
2.1	Contextualização . . . . .	7
2.1.1	Geometrias Radar . . . . .	8
2.1.2	Alcance Bistático e <i>Doppler</i> . . . . .	9
2.1.3	Previsão de Desempenho . . . . .	13
2.1.4	Formação de Imagem . . . . .	19
<b>3</b>	<b>Teoria de Antenas</b>	<b>23</b>
3.1	Teoria Básica de Antenas . . . . .	23
3.1.1	Tipos de Antenas . . . . .	23
3.1.2	Parâmetros Fundamentais . . . . .	27
3.2	Simulação de uma Antena . . . . .	41
3.2.1	Para Sinais DVB-T . . . . .	42
<b>4</b>	<b>Processamento de Sinal</b>	<b>43</b>
4.1	Processamento de Sinal . . . . .	43
4.1.1	Cancelamento de <i>clutter</i> . . . . .	49
4.1.2	Reconstrução e equalização do sinal direto . . . . .	52
4.2	Simulação . . . . .	56
4.2.1	Função de Ambiguidade . . . . .	56
	Sinais FM . . . . .	56
	Sinais DVB-T . . . . .	57
<b>5</b>	<b>Aplicação</b>	<b>59</b>
5.1	Sistema Desenvolvido . . . . .	59

5.2	Resultados . . . . .	64
<b>6</b>	<b>Conclusão</b>	<b>69</b>
6.1	Sumário . . . . .	69
6.2	Discussão e Conclusões . . . . .	69
6.3	Cenários Possíveis - MARINHA . . . . .	71
6.4	Propostas para Trabalhos Futuros . . . . .	72
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>73</b>
	<b>Apêndices</b>	<b>75</b>
<b>A</b>	<b>Função de ambiguidade para ficheiros IQ</b>	<b>75</b>
<b>B</b>	<b>Radar Passivo</b>	<b>77</b>
<b>C</b>	<b>Correlação utilizando diversas partes das amostras</b>	<b>83</b>
	<b>Anexos</b>	<b>87</b>
<b>I</b>	<b>Função de ambiguidade para um pulso FM</b>	<b>87</b>
<b>II</b>	<b>Verificação do alinhamento de fase dos canais RX</b>	<b>89</b>

# Lista de Figuras

2.1	Esquema Geometria Radar Passivo . . . . .	8
2.2	Geometria Monostática . . . . .	9
2.3	Geometria Bistática . . . . .	9
2.4	Geometria <i>Forward Scatter</i> . . . . .	9
2.5	Parâmetros na geometria bistática . . . . .	10
2.6	Geometria bistática para vários alvos . . . . .	12
2.7	Variação da <i>Radar Cross Section</i> (RCS) e largura de feixe consoante a frequência . . . . .	16
2.8	Alcance de deteção para um transmissor em Wrotham e recetor na <i>University College London</i> (UCL) . . . . .	18
2.9	Alcance de deteção para um transmissor em Crystal Palace e recetor na UCL . . . . .	19
2.10	Diagrama de blocos ISAR . . . . .	21
2.11	Processo de <i>clustering</i> . . . . .	21
3.1	Antena como meio de transição . . . . .	24
3.2	Antena de Fio . . . . .	25
3.3	Antena de Abertura . . . . .	25
3.4	Antena <i>Microstrip</i> . . . . .	26
3.5	Antena Refletora . . . . .	27
3.6	Diagrama de radiação direcional . . . . .	28
3.7	Diagrama de radiação omnidirecional . . . . .	29
3.8	Elementos caraterísticos do diagrama de radiação . . . . .	30
3.9	Campos E e H de um diagrama de radiação de uma antena . . . . .	31
3.10	Alterações típicas da forma do diagrama de radiação . . . . .	32
3.11	Alterações típicas da forma do diagrama de radiação . . . . .	38
3.12	Terminais de referência e perdas na antena . . . . .	39
3.13	Diagrama de radiação antena Yagi-Uda . . . . .	42
4.1	Correlation FFT vs Direct FFT . . . . .	47
4.2	Aproximação de fase . . . . .	48

4.3	Perdas SNR . . . . .	50
4.4	Cenário PCL - Clutter . . . . .	50
4.5	Mapa da performance dos algoritmos . . . . .	52
4.6	Mapas de range-Doppler dos diferentes algoritmos utilizados . . . . .	53
4.7	Constelação 64QAM . . . . .	54
4.8	Função de ambiguidade - Sinal DVB-T . . . . .	55
4.9	Diagrama de blocos - Algoritmo de equalização . . . . .	55
4.10	Função de ambiguidade para um pulso FM . . . . .	56
4.11	Função de ambiguidade para uma estação FM . . . . .	57
4.12	Função de ambiguidade para dois sinais DVB-T . . . . .	58
5.1	Entrada LimeSDR . . . . .	60
5.2	Sinal DVB-T . . . . .	61
5.3	Mapa de emissores e local da experiência . . . . .	62
5.4	Disposição do sistema . . . . .	63
5.5	Diferença de fase vs Frequência . . . . .	64
5.6	Desvio das amostras . . . . .	65
5.7	Configuração da experiência . . . . .	66
5.8	Caso 1 . . . . .	66
5.9	Caso 2 . . . . .	67
5.10	Caso 2 especial . . . . .	67
5.11	Caso 2 dividido em 4 correlações . . . . .	68

# Lista de Tabelas

1.1	Caraterísticas dos sinais FM, DAB e DVB-T . . . . .	3
4.1	<i>Batches algorithm</i> - tempo de processamento . . . . .	49
5.1	Caraterísticas do LimeSDR USB . . . . .	59



# Lista de Símbolos

$a$	distância	m
$B$	largura de banda	Hz
$c$	velocidade de propagação da luz	$\text{m s}^{-1}$
$CPI$	coherent processing interval	s
$D$	diretividade	
$D_0$	diretividade máxima	
$F_s$	Frequência de amostragem	Hz
$G$	ganho	
$G_0$	ganho máximo	
$L$	dimensão da antena	m
$N$	número de amostras	
$N_f$	número de doppler bins	
$N_\tau$	número de range bins	
$P$	potência	W
$r$	raio	m
$S_r$	<i>surveillance signal</i>	
$S_{ref}$	<i>reference signal</i>	
$T_s$	intervalo de amostragem	s
$U$	intensidade de radiação	$\text{W sr}^{-1}$
$U_0$	intensidade de radiação isotrópica	$\text{W sr}^{-1}$
$W$	densidade de potência	$\text{W m}^{-2}$
$\delta_{cr}$	<i>cross-range resolution</i>	m
$\delta_R$	<i>monostatic range resolution</i>	m
$\delta_r$	<i>bistatic range resolution</i>	m
$\Delta$	variação de ângulo de incidência	
$\varphi$	ângulo polar	rad
$\sigma$	radar cross section	$\text{m}^2$
$\theta$	azimute	rad
$\lambda$	comprimento de onda	m
$\nu$	desvio de <i>Doppler</i>	Hz
$\tau$	<i>delay-Time</i>	s

$\omega$       ângulo sólido      m



# Lista de Acrónimos

2D-CCF	<i>2-Dimensional Cross-Correlation Function.</i>
ATC	<i>Air Traffic Control.</i>
CCF	<i>Cross-Correlation Function.</i>
CNIT	<i>Italian National Consortium for Telecommu- nications.</i>
CPI	<i>Coherent Processing Interval.</i>
CZT	<i>Chirp-Z Transform.</i>
DAB	<i>Digital Audio Broadcasting.</i>
DFT	<i>Direct Fourier Transform.</i>
DVB	<i>Digital Video Broadcasting.</i>
DVB-S	<i>Digital Video Broadcasting - Satellite.</i>
DVB-T	<i>Digital Video Broadcasting - Terrestrial.</i>
ECA	<i>Extensive Cancellation Algorithm.</i>
ECA-B	<i>Extensive Cancellation Algorithm - Batched.</i>
ECA-S	<i>Extensive Cancellation Algorithm - Sliding Window.</i>
ERP	<i>Equivalent Radiated Power.</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform.</i>
FLOPS	<i>Floating Point Operations per Second.</i>
FM	<i>Frequency Modulation.</i>
FNBW	<i>First Null Beamwidth.</i>
GNSS	<i>Global Navigation Satellite System.</i>
GPS	<i>Global Positioning System.</i>
GSM	<i>Global System for Mobile Communication.</i>

HPBW	<i>Half Power Beamwidth.</i>
IDFT	<i>Inverse Direct Fourier Transform.</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform.</i>
IO	<i>Iluminador de Oportunidade.</i>
ISAR	<i>Inverse Synthetic Aperture Radar.</i>
LMS	<i>Least Mean Square.</i>
MFN	<i>Multiple Frequency Network.</i>
NLMS	<i>Normalized Least Mean Square.</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing.</i>
PB-ISAR	<i>Passive Bistatic - Inverse Synthetic Aperture Radar.</i>
PCL	<i>Passive Coherent Location.</i>
PSD	<i>Power Spectrum Density.</i>
RCS	<i>Radar Cross Section.</i>
RLS	<i>Recursive Least Squares.</i>
SAR	<i>Synthetic Aperture Radar.</i>
SCA	<i>Sequential Cancellation Algorithm.</i>
SDR	<i>Software Defined Radio.</i>
SFN	<i>Single Frequency Network.</i>
SINR	<i>Signal to Interference Plus Noise Ratio.</i>
SMARP	<i>Software-defined Multiband Array Passive Radar for maritime surveillance.</i>
SNR	<i>Signal to Noise Ratio.</i>
UCL	<i>University College London.</i>
UHF	<i>Ultra High Frequency.</i>
VHF	<i>Very High Frequency.</i>

WiFi      *Wireless Fidelity.*



# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Sistemas Passivos para Detecção e Localização de Alvos

A detecção e localização de alvos com radar é feita de um modo convencional mediante um sistema de detecção ativo, denominado por radar convencional. Comumente, existe um transmissor e um recetor, ambos controlados pelo operador que emite um sinal e é determinada uma distância através do tempo que este leva do recetor ao alvo e de volta ao transmissor.

O radar passivo oferece a capacidade de detetar alvos usando iluminadores de oportunidade, conforme referido em 1.3. Isto permite detetar e localizar alvos como o radar ativo, com a vantagem operacional de não emitir nenhum sinal, o que se torna vantajoso não só pela razão mais óbvia em ambiente militar: a capacidade de não ser detetado; mas também outras, como a não poluição do espectro eletromagnético, utilizando assim sinais presentes neste.

Por apresentar uma geometria bistática, como referido no Capítulo 2, o radar *Passive Coherent Location (PCL)*, oferece a capacidade de detetar alvos *stealth*, ou seja, alvos que apresentam um *design* que tem como objetivo dispersar o sinal emitido do radar, por forma a não ser refletido para o mesmo local, o que é eficaz contra um radar convencional, mas no caso do radar bistático, apenas ajuda à sua detecção, aumentando a sua *Radar Cross Section (RCS)*. É possível mencionar mais capacidades, como a melhor detecção de alvos a baixas altitudes e ainda a resistência a contra-medidas eletrónicas, ou seja, *jamming*.

Dito isto, este tipo de sistemas providencia um leque de capacidades distinto do radar convencional e portanto não devem ser vistos como uma substituição deste, mas como um complemento do mesmo.

## 1.2 Sistemas de Radar Definidos por Software

O sistema de radar passivo requer uma elevada capacidade de computação e *software* (Martorella e Berizzi s.d.), o que requer a utilização de técnicas de processamento de modo a tornar o processo o mais eficiente possível. O Capítulo 4 refere-se ao processamento de sinal e deste é possível compreender porque o radar *PCL* necessita de uma grande capacidade de computação, tanto como várias técnicas que são utilizadas.

O conceito de sistema de radar definido por *software* vem do termo *Software Defined Radio* (SDR), que consiste num sistema de comunicações rádio onde as funções que seriam definidas por componentes físicos (*hardware*), são agora definidas por *software*. Usando um computador como exemplo, o *hardware* consiste apenas na placa de som, o conversor analógico-digital e um circuito de receção de rádio. Isto permite uma grande flexibilidade e adaptabilidade da tecnologia.

Quando um sistema de radar é desenhado, vários dos fatores mais relevantes são o desempenho e flexibilidade (Hugh Griffiths e C. J. Baker 2017). Com um radar definido por *software* tem-se isto e muito mais. A sua aplicação de forma relativamente rápida o radar ao tipo de situação, seja para detetar veículos ou objetos de diferentes dimensões, estáticos ou com velocidades elevadas, ajustando frequências e técnicas no *software*, são tudo processos que com o conhecimento de processamento de sinal necessário se tornam muito mais expeditos e baratos.

Proporcionalmente ao avanço da tecnologia e ao rápido desenvolvimento da capacidade de processamento dos computadores, este tipo de radares vem a ser cada vez mais utilizado e com *software* cada vez mais exigente e com mais capacidades.

## 1.3 Iluminadores de Oportunidade

O espetro eletromagnético encontra-se atualmente preenchido pelos mais diversos sinais, e cada vez mais com tendência para aumentar a ocupação deste. Portanto o sinal a utilizar, ou seja, o Iluminador de Oportunidade (IO) pode ter as mais variadas características. A sua escolha é crucial para o desempenho do sistema e de modo geral podem-se dividir em dois grandes grupos:

- Iluminadores de oportunidade terrestre;
- Iluminadores de oportunidade espaciais.

No grupo dos IOs terrestre encontram-se outros tipos de radares, como *Air Traffic Control* (ATC), sistemas de comunicações móveis como *Global System for Mobile Communication* (GSM) ou até *Wireless Fidelity* (WiFi), e sistemas de *broadcast*, como *Digital Audio Broadcasting* (DAB), transmissões *Frequency Modulation* (FM) e *Digital Video Broadcasting - Terrestrial* (DVB-T).

No grupo dos IOs espaciais, encontram-se radares de monitorização da Terra, sistemas de televisão como *Digital Video Broadcasting - Satellite* (DVB-S), ou seja, televisão de satélite, sistemas de localização terrestre como *Global Positioning System* (GPS), GLONASS e ainda sistemas de comunicações móveis por satélite como Iridium, Orbcomm e Globalstar.

Dentro dos parâmetros que mais influenciam a escolha do iluminador para o radar PCL encontram-se a densidade de potência no alvo, a natureza da onda e a cobertura, por isso, devido à pouca cobertura, normalmente exclui-se logo outros iluminadores como opção. No entanto, rádio FM tem sido muito utilizado para este fim, especialmente nos primeiros anos deste século devido à sua elevada cobertura e densidade de potência, tanto como uma largura de banda aceitável e que depende do tipo de programa a ser transmitido que é um tópico abordado no Capítulo 5. Este IO tem vindo a ser substituído por outros serviços de *broadcast* como DAB e DVB-T devido ao tópico falado anteriormente e consequentemente à necessidade de escolha de uma estação que transmita música mais adequada, o que também é uma variável que não se consegue controlar.

	FM	DAB	DVB-T
Banda de frequência	88 - 108MHz	174 - 240MHz	470 - 862MHz
Network	MFN	SFN	SFN
Largura de banda de cada canal	150kHz max.	1.536MHz	7.612MHz
ERP típica(kW)	2-250	0.5-10	1-100

TABELA 1.1: Caraterísticas dos sinais FM, DAB e DVB-T (Heiner Kuschel 2019)

A tabela 1.1, retirada do artigo (Heiner Kuschel 2019), apresenta as principais caraterísticas dos sinais mais utilizados como IOs, com ERP: "*Equivalent Radiated Power* (ERP)", MFN: "*Multiple Frequency Network* (MFN)" e SFN: "*Single Frequency Network* (SFN)". Numa configuração SFN, todos os transmissores da rede transmitem na mesma frequência, enquanto em MFN, os transmissores transmitem em frequências diferentes. Na utilização de iluminadores em SFN, o recetor do sinal direto recebe várias réplicas do sinal (*multipath*) direto e o recetor do sinal refletido

recebe várias réplicas do sinal refletido no alvo, o que provoca uma deteção com menor confiança.

Comparando as outras características, pode-se concluir que a DVB-T tem maior largura de banda, o que se torna muito favorável para casos específicos como formação de imagem. É também importante referir que tanto a ERP de FM como DVB-T permite ter uma boa densidade de potência no alvo a uma distância razoável quando comparado com o sinal DAB.

Para além da utilização destes iluminadores, também têm sido utilizados sinais *Global Navigation Satellite System* (GNSS) com sucesso no passado recente.

## 1.4 Motivação e Objetivos

Esta dissertação pretende abordar o estudo da deteção de alvos utilizando sistemas de radares Passivos. Dispositivos, no universo das tecnologias radar, com grande potencial de aplicação prática, não só no ambiente civil, como no militar.

Com a pesquisa, pretende-se efetuar o respetivo estado da arte, e aferir da sua pertinência de aplicação na Marinha, dotando-a de conhecimento, que nesta matéria lhe permita manter na vanguarda da evolução tecnológica. Tem também como objetivo, realizar o estudo sobre radares passivos de modo a, através de simulação de sinais DVB-T e sinais FM, simulação de antenas que garantam a adequada receção destes sinais, estudo das funções de ambiguidade de diversos sinais passíveis de serem utilizados como iluminadores de oportunidade e conseguir detetar alvos com este conceito.

## 1.5 Organização da Dissertação

Esta dissertação divide-se em 6 capítulos, sendo o Capítulo 1 a introdução. No Capítulo 2 pretende-se introduzir o conceito de radar passivo, os conceitos a este adjacentes, a matemática básica que os suporta e uma breve introdução à formação de imagem. O Capítulo 3 é dedicado à teoria de antenas, passando pelos diversos tipos e os parâmetros fundamentais que as definem. No seguinte capítulo, pretende-se explicar a teoria do processamento de sinal num radar passivo de forma a haver deteção e pretende-se apresentar técnicas que o permitem fazer, o que leva ao Capítulo 5, onde se pretende discutir como foi abordada a aplicação destes conceitos e as ferramentas que foram utilizadas. Por fim, o Capítulo 6 tem como objetivo a discussão de resultados obtidos e as conclusões a retirar da dissertação.



É de referir que todos os documentos e programas relevantes feitos durante a dissertação, tanto como o documento da mesma estão disponíveis no *GitHub*, na seguinte página de internet <https://github.com/afonsosenica/Tese>.

Como suplemento do trabalho, existe um ficheiro na pasta *GNU RADIO* que contem um programa que faz a receção de dados do LimeSDR ou de um SDR com o objetivo de fazer a sua correlação. O *GNU RADIO* foi o primeiro software que utilizado durante esta investigação, é bastante intuitivo e é uma boa ferramenta introdutória e permite retirar amostras que podem ser utilizadas em *Octave* e *Python* ou ainda analisar dados em tempo real dentro das limitações do recetor e do programa.



# Capítulo 2

## Radares Passivos

### 2.1 Contextualização

Os radares convencionais são constituídos por um transmissor e um recetor, normalmente no mesmo local. Neste tipo de radares, um impulso é transmitido em forma de energia eletromagnética, e através do conhecimento do tempo levado pelo pulso a ser transmitido e recebido depois de refletido no alvo e da velocidade de propagação da luz, consegue-se determinar um valor de distância.

Num radar passivo, não existe transmissão de energia eletromagnética durante o seu funcionamento. Ao invés, utiliza iluminadores de oportunidade e compara o seu sinal direto com pequenas alterações que ocorrem no campo eletromagnético por alvos em movimento de forma a detetar um alvo (Hugh Griffiths e C. J. Baker 2017).

Este sistema radar pode utilizar uma grande variedade de iluminadores, desde sistemas de navegação por satélite (*GNSS*) como o GPS ou o GLONASS, *routers* de WiFi ou qualquer sistema de transmissão de frequências rádio como *Digital Video Broadcasting (DVB)* ou estações de rádio. Assim, por forma a dimensionar o sistema para o efeito desejado, torna-se necessário uma boa compreensão das mais diversas características dos iluminadores, como é referido mais à frente neste capítulo.

Para a finalidade de deteção de alvos a grandes distâncias, os sinais mais eficazes e conseqüentemente mais utilizados são os que apresentam elevada potência, como transmissores de *Very High Frequency* (VHF) e de televisão digital em *Ultra High Frequency* (UHF), não obstante poder-se também utilizar em certos casos outros iluminadores.

O cenário típico de um esquema de deteção usando um radar passivo é, como ilustrado na Figura 2.1, constituído por duas antenas recetoras, uma antena

que recebe o sinal direto do iluminador ( $S_{ref}$ ) e outra antenna que recebe o sinal que é refletido no alvo ( $S_r$ ). O sinal refletido no alvo fornece duas informações importantes para a sua detecção: o *bistatic range*, ou seja, a distância ao alvo, conseguida através da diferença de tempo entre o sinal direto e o sinal refletido; e o *Doppler*, que é o desvio de frequência que um alvo em movimento cria no sinal que é refletido devido à sua velocidade. Estes conceitos são discutidos mais à frente neste capítulo.

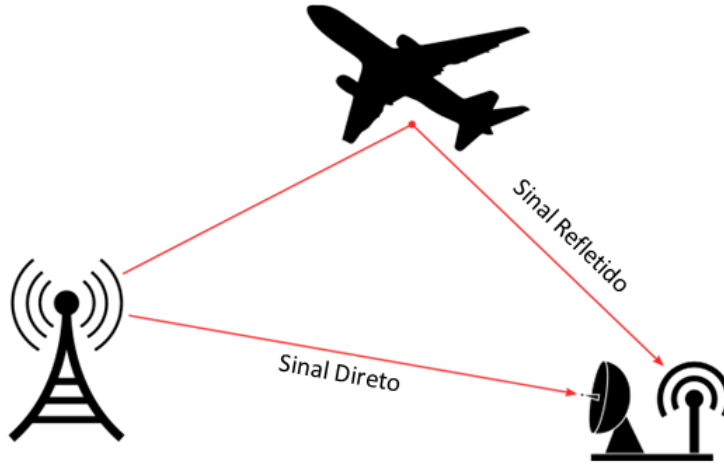


FIGURA 2.1: Esquema da geometria de um radar passivo

O radar passivo consiste em efetuar a relação cruzada (*cross-correlation*) entre o sinal direto e o sinal refletido em função das variáveis *delay-time* (ou *bistatic range*) e o desvio de *Doppler*. A *cross-correlation*, de forma simples, é uma medida de similaridade entre dois sinais aplicando um atraso num deles, que neste caso, para além do atraso em tempo (*delay-time*), também é feita para os diferentes desvios de *Doppler*, ou seja, em duas dimensões. No entanto, na prática existem processos analíticos mais eficientes, visto que fazer a relação cruzada a duas dimensões em tempo real torna o processo muito pesado computacionalmente.

### 2.1.1 Geometrias Radar

Podemos classificar os radares quanto à localização dos transmissores e recetores. O ângulo  $\beta$  que estes formam, sendo o seu centro o alvo, determina o tipo de geometria (P. C. Baker 2019). Se  $\beta < 20^\circ$ , considera-se que o transmissor e o recetor se encontram perto ou no mesmo local, podendo então ser aproximada a uma geometria monostática (Figura 2.2). Quando o transmissor e recetor estão mais afastados e formam um ângulo com centro no recetor dentro dos seguintes limites,  $20^\circ < \beta < 145^\circ$ , considera-se a geometria bistática (Figura 2.3). Para situações particulares, considera-se que o alvo se encontra a uma cota baixa em relação à linha

imaginária que une o transmissor e o recetor ( $145^\circ < \beta < 180^\circ$ ), podendo então ser aproximada a uma geometria *Forward Scatter* (Figura 2.4).

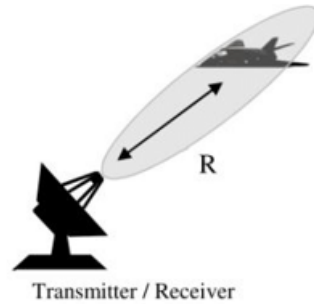


FIGURA 2.2: Geometria Monostática(extraído de Aziz et al. 2015)

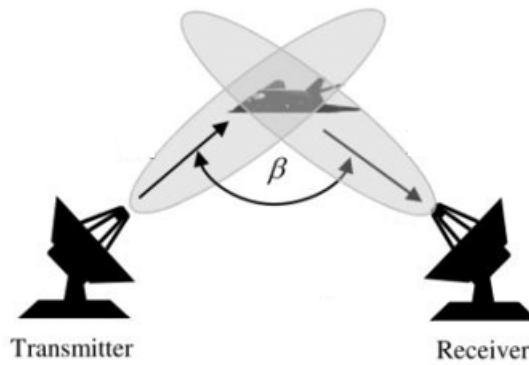


FIGURA 2.3: Geometria Bistática(extraído de Aziz et al. 2015)

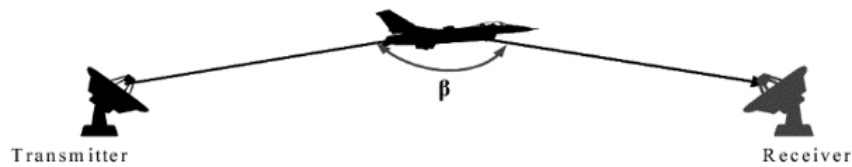


FIGURA 2.4: Geometria *Forward Scatter*(extraído de Aziz et al. 2015)

Os radares passivos, como já discutido, têm a vantagem de não transmitirem um sinal, e ao invés usar um sinal a ser transmitido por outra fonte. Isto implica que o transmissor e o recetor não estejam no mesmo sítio nem perto, logo, quando é falado em radares passivos, assume-se a geometria bistática.

### 2.1.2 Alcance Bistático e *Doppler*

Como referido no início deste capítulo, o alcance bistático, ou *bistatic range* e o desvio de *Doppler* são varáveis fundamentais para qualquer sistema radar e isso não exclui o radar passivo.

O recetor bistático pode medir 3 parâmetros diferentes:

- A diferença em alcance entre o sinal direto e o sinal que é refletido, ou seja, o *bistatic range*;
- O desvio de *Doppler* do sinal recebido relativamente à frequência do sinal;
- O ângulo  $\theta_R$  do sinal recebido, se for usada uma antena de *surveillance* direcional.

### Alcance Bistático

Tal como representado na Figura 2.5, tomamos os valores  $R_T$  como a distância do transmissor ao alvo,  $R_R$  como a distância do recetor ao alvo,  $\beta$  como o ângulo entre estes e com centro no alvo, e  $C$  como a distância do transmissor ao recetor, ou, *Baseline*.

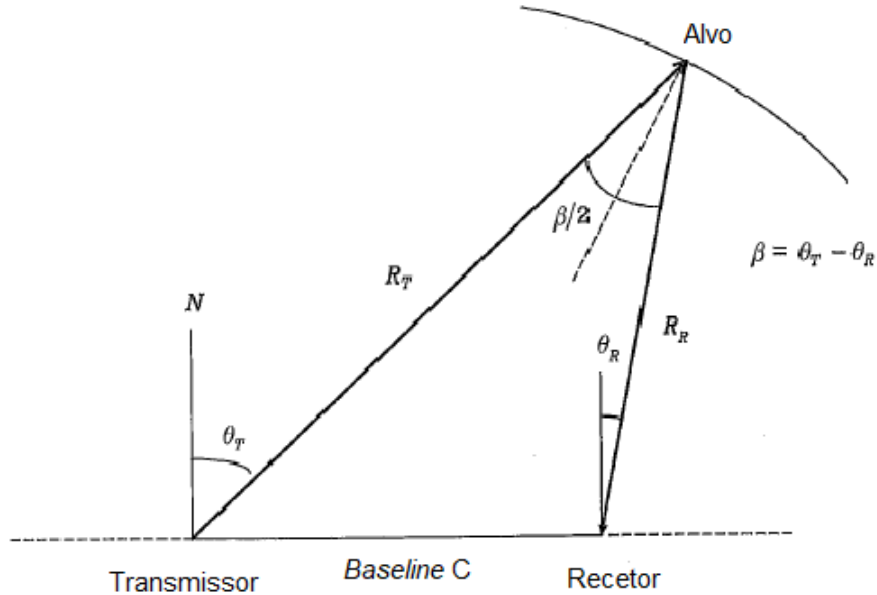


FIGURA 2.5: Parâmetros na geometria bistática (Adaptada de Hugh Griffiths 2014)

O termo alcance bistático, ou *bistatic range*, é definido em 2.1 (Hugh Griffiths e C. J. Baker 2017). Com este valor é possível criar elipses bistáticas (para duas dimensões) ou elipsoides bistáticos (para três dimensões) com o transmissor e o recetor como dois focos das mesmas.

$$R_T + R_R - C \quad (2.1)$$

Contudo, se a *baseline*  $C$  for um valor conhecido, pode-se extrair o termo *range*  $\text{sum } R_T + R_R$ .

Através do conhecimento do valor de  $\theta_R$ , que é mensurável se a antena de *surveillance* for direcional, a distância do alvo ao recetor é dada pela expressão 2.2.

$$R_R = \frac{(R_T + R_R)^2 - C^2}{2(R_T + R_R + C \sin \theta_R)} \quad (2.2)$$

Um dos parâmetros importantes quando no alcance bistático é a *range resolution*, ou seja, a resolução em alcance. Este parâmetro é definido pela capacidade de distinguir os alvos que estão muito próximos. Um exemplo de um sistema radar que necessite de boa *range resolution* é um sistema de direção de tiro.

Num radar convencional monostático, a resolução em alcance é dada por  $\delta_R = c/2B$ , onde  $c$  é a velocidade de propagação e  $B$  a largura de banda do sinal transmitido. No entanto, num radar passivo, a geometria é bistática, o que leva a existirem diferentes elipses bistáticas concêntricas, isto é, com centro no mesmo ponto, o que tem de ser tomado em conta na expressão que representa a *range resolution*:

$$\delta_r = \frac{c}{2B \left( \cos \frac{\beta}{2} \right)} \quad (2.3)$$

No entanto, este caso é específico para quando os dois alvos estão alinhados relativamente à bissetriz do ângulo  $\beta$ , como é possível observar na figura 2.6 o exemplo dos alvos 1 e 2. Para um caso generalizado, como por exemplo o alvo 1 e o alvo 3, a expressão da *bistatic range resolution* (Expressão 2.4) depende de mais um valor  $\varphi$  representado na figura 2.6 como o ângulo entre o seguimento da bissetriz do ângulo  $\beta$  e o segmento de reta que une o alvo 1 e o alvo 3 com centro no alvo 1.

$$\delta_r = \frac{c}{\left[ 2B \left( \cos \frac{\beta}{2} \right) \right] \cos \varphi} \quad (2.4)$$

A expressão do *bistatic range resolution* permite interpretar a geometria bistática quanto à distância entre o transmissor e recetor. Da expressão 2.4 conclui-se que quanto mais o ângulo  $\beta$  se aproxima de um ângulo reto, o denominador tende para um valor próximo de 0, ou seja, a resolução em alcance torna-se fraca.

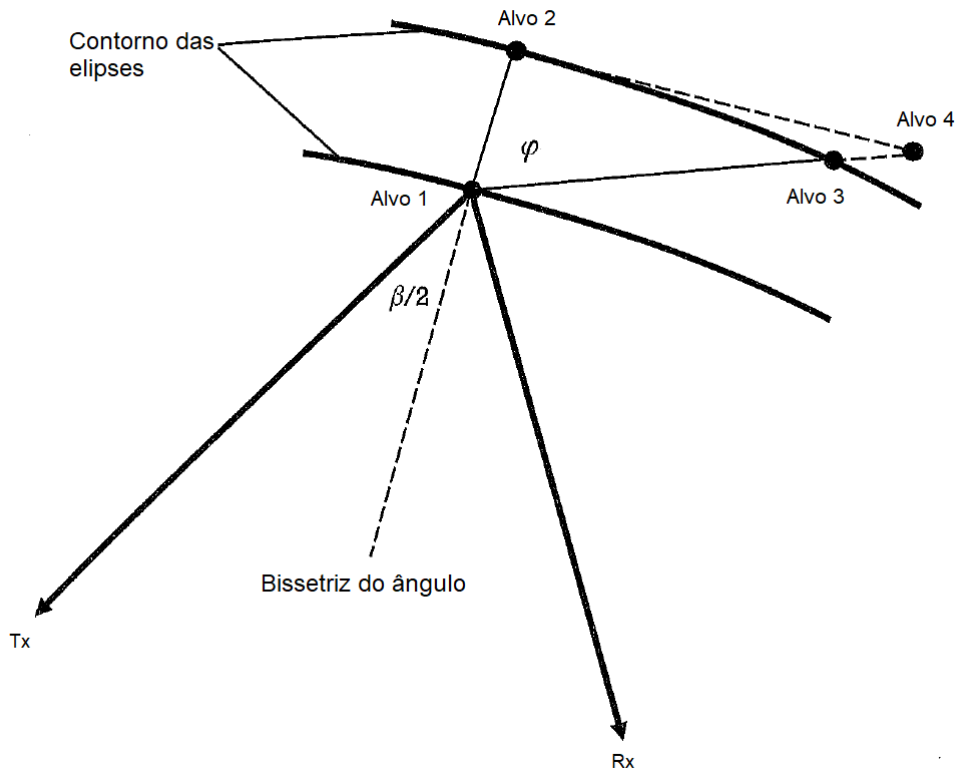


FIGURA 2.6: Geometria bistática para vários alvos (Adaptada da figura 2.4 Hugh Griffiths e C. J. Baker 2017)

Contudo, nesta situação estamos perante uma geometria *forward scatter*, discutido no início deste capítulo, o que pode ser contornado usando vários recetores em locais diferentes.

Para radares passivos, continuando a interpretação da expressão 2.4, os iluminadores de oportunidade mais utilizados têm pouca largura de banda  $B$ , o que se reflete na diminuição da resolução em alcance. No entanto, os sinais de DVB-T, discutidos no Capítulo 1, têm uma largura de banda na ordem dos  $8MHz$ , o que permite uma resolução em alcance na ordem dos  $40m$ .

### ***Doppler***

Ignorando efeitos relativísticos, o desvio de *Doppler* bistático ocorre quando pelo menos um dos elementos transmissor, alvo, recetor se encontra em movimento. É definido como a taxa de variação temporal do comprimento total do caminho percorrido pelo sinal refletido, normalizado pelo comprimento de onda  $\lambda$  (Willis 2005). No caso mais comum, em que apenas o alvo se encontra em movimento, o desvio de *Doppler* é dado por (Willis 2005),



$$f_D = \frac{2v}{\lambda} \cos \delta \cos \left( \frac{\beta}{2} \right) \quad (2.5)$$

onde  $\delta$  é o ângulo formado pelo sentido do vetor velocidade  $v$  e a bissetriz do ângulo  $\beta$  com centro no alvo.

Na equação 2.5, quando  $\beta = 180^\circ$ , estamos perante uma geometria *forward scatter* e temos um valor de desvio de *Doppler*  $f_D = 0$  para todos os ângulos de  $\delta$ . Quando  $\beta = 0^\circ$ , fica-se reduzido a uma geometria monostática.

A resolução de *Doppler* no radar bistático é semelhante à resolução de *Doppler* no radar monostático, isto porque depende do tempo de integração  $T$  que é um parâmetro escolhido e indiferente à geometria do radar. Quanto maior for o tempo de integração, melhor é a resolução de *Doppler*. A expressão 2.6 define o requisito mínimo entre a separação dos alvos.

$$|f_{a1} - f_{a2}| = \frac{1}{T} \quad (2.6)$$

sendo que  $f_{a1}$  e  $f_{a2}$  são os desvios de *Doppler* para cada alvo, definidos em 2.5. Substituindo as equações dos alvos em 2.5 na equação 2.6, e resolvendo em ordem a  $\Delta v$ , ou seja, a diferença entre os dois vetores velocidade projetados na bissetriz do ângulo  $\beta$  ( $\Delta v = (v_1 \cos \delta_1 - v_2 \cos \delta_2)$ ), vem,

$$\Delta v = \frac{\lambda}{2T \cdot \cos(\beta/2)} \quad (2.7)$$

Com esta expressão, assumimos que os alvos partilham a mesma bissetriz, o que na realidade é pouco provável. No entanto, esta restrição pode ser ignorada, se,

1. A separação entre os alvos não for suficiente para permitir resolução em *range*;
2. O ângulo entre as bissetrizes dos dois alvos é pequeno.

### 2.1.3 Previsão de Desempenho

Para qualquer sistema radar é importante conseguir prever com precisão os vários aspetos do desempenho do sistema. O ponto de início de uma análise de desempenho do radar passivo é a equação de radar bistática, referida brevemente no

capítulo 3 e rescrita de uma forma que reflete as características do radar PCL para o caso da geometria bistática vem (H.D. Griffiths e C. Baker 2005),

$$\frac{P_r}{P_n} = \frac{P_t G_t}{4\pi r_1^2} \cdot \sigma_b \cdot \frac{1}{4\pi r_2^2} \cdot \frac{G_r \lambda^2}{4\pi} \cdot \frac{1}{kT_0 B F} \cdot L \quad (2.8)$$

onde,

$P_r$ : "potência do sinal recebido"

$P_n$ : "potência do ruído do recetor"

$P_t$ : "potência do sinal transmitido"

$G_t$ : "ganho da antena de transmissão"

$G_r$ : "ganho da antena de receção"

$r_1$ : "alcance do transmissor ao alvo"

$r_2$ : "alcance do recetor ao alvo"

$\sigma_b$ : "RCS bistática do alvo"

$\lambda$ : "comprimento de onda do sinal"

$k$ : "constante de Boltzmann =  $1,380649 \times 10^{-23} J \cdot K^{-1}$ "

$T_0$ : "temperatura de ruído de referência,  $290K$ "

$B$ : "largura de banda efetiva do recetor"

$F$ : "*noise figure*<sup>1</sup> efetiva do recetor"

$L(\leq 1)$ : "perdas do sistema"

É de notar que para esta equação, usada para a previsão de *performance*, é importante conhecer o valor de cada parâmetro a ser usado, o que leva a ter uma ideia bem definida da função do sistema radar e o que se pretende com o mesmo. Também é necessário o conhecimento dos vários iluminadores de oportunidade e as suas características, referido no subcapítulo 1.3.

## Potência transmitida

A potência transmitida  $P_t$  é substancial para muitas das fontes de sinal para o radar passivo devido aos recetores de sinais de *broadcast* e comunicações

---

<sup>1</sup>*noise figure* ou figura de ruído representa a diferença em *dB* entre o ruído de entrada do recetor e a ruído de saída do mesmo

apresentarem, normalmente, antenas ineficientes e com *noise figures* baixas. Isto é, as antenas de recepção dos sinais mais comuns no espectro, são antenas que têm de ser relativamente baratas, por exemplo uma antena de recepção de DVB-T ou de recepção de radiodifusão sonora em VHF, de forma a o utilizador comum poder ter acesso a qualquer uma destas, logo este tipo de antenas são mais ineficientes e isso é colmatado por uma maior potência de transmissão por parte da estação de difusão.

Seja qual for o iluminador de oportunidade utilizado, a potência do transmissor interfere com a densidade de potência  $\Phi = (P_t G_t)/4\pi r_1^2$ , que é uma característica importante na escolha da fonte de sinal a ser utilizada.

### RCS bistática do alvo

Na deteção de alvos usando radares PCL, a RCS bistática do alvo é uma característica importante na previsão de desempenho. As características do alvo definem este parâmetro e também a sua localização em relação ao transmissor - recetor, formando o ângulo bistático  $\beta$ , referido no início deste capítulo. É difícil ter uma previsão deste parâmetro, mas há um caso especial a ser considerado, que é para uma geometria *forward scatter*.

Quando o ângulo bistático, representado na figura 2.5 por  $\beta$ , toma valores próximos de  $180^\circ$ , entra-se na região de *forward scatter* e nesta zona, o valor da RCS do alvo é melhorado devido ao princípio de *Babinet*. Este princípio aplicado a este caso, diz que para um alvo que é um absorvedor perfeito, na região de *forward scatter*, a dispersão de energia que é transmitida para o recetor é igual à dispersão que era transmitida se no lugar deste alvo estivesse presente uma abertura com a mesma forma (H.D. Griffiths e C. Baker 2005). Assim sendo, para um alvo com uma área transversal  $A$ , a RCS é representada na equação 2.9 e a largura de feixe do sinal refletido na equação 2.10.

$$\sigma_b = \frac{4\pi A^2}{\lambda^2} \quad (2.9)$$

$$\theta_b = \frac{\lambda}{d} \quad (2.10)$$

Onde  $d$  é a dimensão linear no plano apropriado. Ao analisar as duas funções fazendo variar a frequência (a partir da figura 2.7) é de notar que com menor frequência consegue-se menor largura de feixe e maior RCS bistática do alvo.

Isto fundamenta o uso de radares com frequência baixa para a detecção na zona de *forward scatter*.

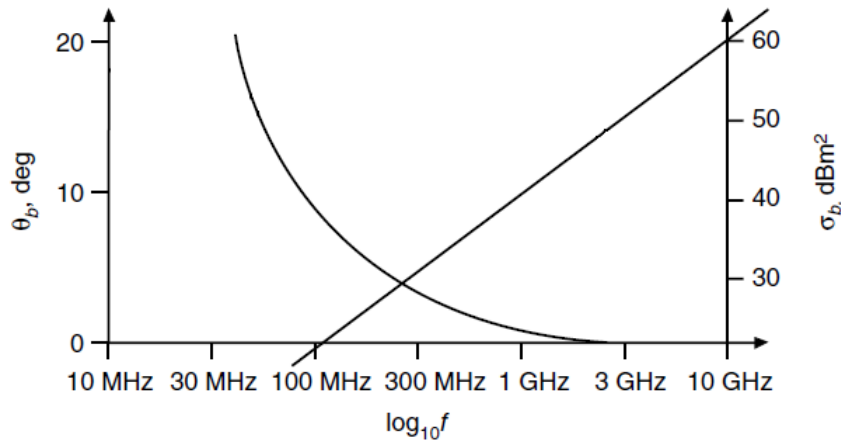


FIGURA 2.7: Variação da RCS e largura de feixe consoante a frequência, para um alvo de  $10m^2$  de área e dimensão linear  $20m$  (figura 1 H.D. Griffiths e C. Baker 2005)

### Noise figure do recetor

A *noise figure*, de uma forma simples, é definida pela relação entre a *Signal to Noise Ratio* (SNR) à entrada do recetor e a SNR à saída do mesmo, ou seja, é um valor que representa o desempenho do recetor, sendo que quanto menor for, mais perto se encontram os dois valores de SNR e consequentemente melhor desempenho.

Não é só a *noise figure* que contribui para os níveis de ruído presentes no sinal. Por forma a compreender melhor os fatores que contribuem para os níveis de ruído, pode ser criada uma função  $P_i(\theta, f)$  dependente da direção e frequência que engloba todos estes fatores, sendo estes:

1. *Noise figure* do recetor;
2. Sinal direto do transmissor, que é a componente mais forte desta função;
3. Componente de *multipath*, ou seja, todas as réplicas do sinal direto atrasadas no tempo devido a reflexões em obstáculos;
4. Sinal direto e *multipath* de outros sinais que possam estar a transmitir no mesmo canal;
5. Outros sinais devido a fontes diversas, como por exemplo radiação de dispositivos eletrónicos.

Devido a todas estas componentes é necessário haver um cancelamento das mesmas de forma a ser perceptível o sinal refletido no alvo e aumentar a sensibilidade e alcance do sistema. No capítulo 4 é abordado este assunto com mais pormenor.

A *noise figure* do recetor, pode ser representada pela seguinte equação,

$$NF = 10\log_{10} \left( \frac{SNR_o}{SNR_i} \right) = SNR_{o,dB} - SNR_{i,dB} \quad (2.11)$$

### Ganho de integração

A largura de banda efetiva do recetor  $B$ , que é normalmente a largura de banda do sinal transmitido, é adaptada ao sinal direto e, quando combinada com um tempo de integração  $T$ , resulta um ganho de integração como representado na equação 2.12. Este tempo de integração é referido no capítulo 4 como o tempo em que é integrada a relação cruzada.

$$G_i = BT \quad (2.12)$$

Para o caso da DVB-T, que a largura de banda é aproximadamente  $8MHz$ , com um tempo de integração de 1 segundo dá um ganho de processamento  $G_i$  de  $69dB$ , o que se torna muito melhor que o ganho de integração de por exemplo uma transmissão rádio FM com uma largura de banda de  $50kHz$ , que para 1 segundo de tempo de integração vem um ganho de  $47dB$ .

Tendo como referência a equação 2.12, podemos ter a perceção de que para obter maior ganho de integração num determinado sinal, basta aumentar o tempo de integração da correlação para valores maiores, o que é verdade, mas ao fazer isto, existem vários efeitos limitativos que vão ocorrer. Um dos principais efeitos mais limitativo é conhecido como *target fluctuations*, ou seja, alterações repentinas da força do sinal, que é resultante de maioritariamente dois fatores: a mudança de ângulo de observação e o efeito de *multipath*. Com isto, a função do ganho de integração já não vai ser linear e aumentar sempre com o aumento do tempo de integração, pelo oposto, dependendo de vários fatores vai ter um pico para um determinado tempo de integração.

Este tema tem sido estudado e foram tiradas várias conclusões com resultados de alvos reais (Malanowski e Kulpa 2008). Uma das conclusões que foi verificada, foi que o tempo de integração da correlação é importante para ecos fracos, que são

originados por reflexões em alvos distantes e que para alvos mais próximos, normalmente existe boa SNR e não é necessário maior tempo de integração. Também são abordadas e testadas soluções para este problema usando diferentes versões da função de correlação.

### Previsão de *performance* na detecção

Como conclusão deste subcapítulo e depois da abordagem em alguns tópicos considerados mais importantes na previsão de *performance* de um radar passivo são apresentados exemplos práticos (H.D. Griffiths e C. Baker 2005) de uma previsão de alcance para dois transmissores de rádio FM localizados em Wrotham e Crystal Palace, com o recetor localizado no edifício *Engineering Sciences Faculty* da *University College London* (UCL).

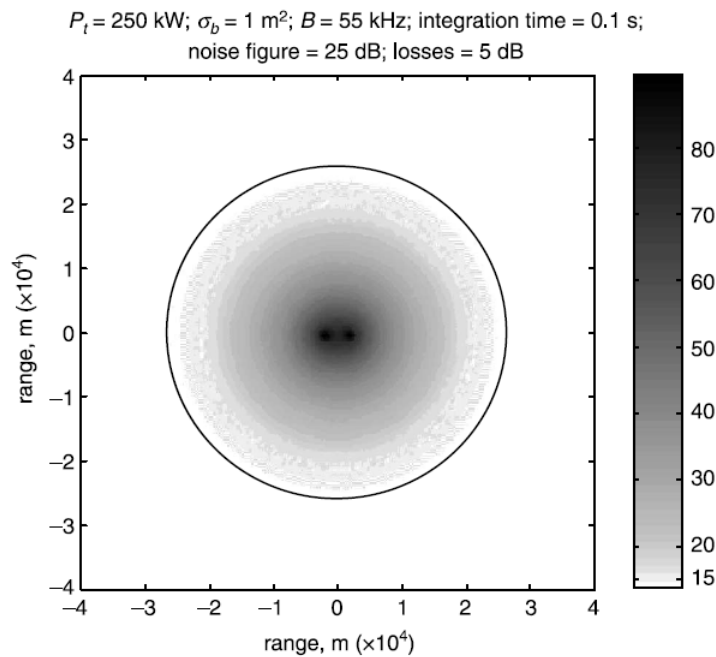


FIGURA 2.8: Alcance de detecção para um transmissor em Wrotham e recetor na UCL (figura 3 H.D. Griffiths e C. Baker 2005)

Várias observações podem ser feitas com estas duas figuras, mas a primeira que se sobressai é o alcance de detecção para um transmissor, sendo que a linha preta que contorna os dois transmissores é uma referência para os 15dB, que ronda pouco mais de 10km para o transmissor em Crystal Palace, e para o transmissor em Wrotham o já está na ordem dos 30km. Isto deve-se à potência de transmissão, que no caso de Crystal Palace é de 4kW e em Wrotham, 250kW, o que leva de novo a um dilema que tem sido debatido ao longo desta dissertação, que é a escolha do iluminador de oportunidade e a variedade de fatores que afetam esta escolha nunca

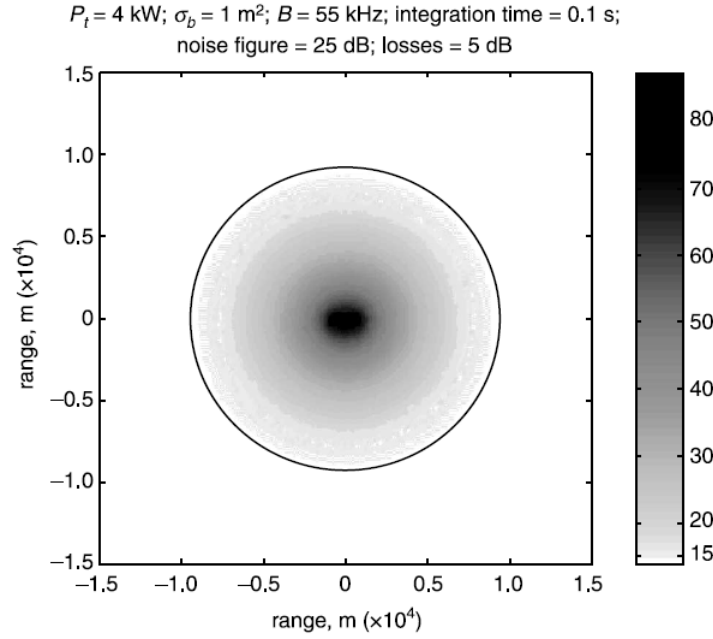


FIGURA 2.9: Alcance de detecção para um transmissor em Crystal Palace e recetor na UCL (figura 4 H.D. Griffiths e C. Baker 2005)

conseguindo ter uma fonte de sinal ideal, mas sim uma mais adaptada à função do radar passivo.

#### 2.1.4 Formação de Imagem

O radar PCL, ou radar passivo, não oferece apenas a capacidade de explorar os iluminadores de oportunidade para o fim de detecção e localização, mas também para a formação de imagens. Tem muitas vantagens na utilização deste tipo de radares para este fim, sendo um bom exemplo o mapeamento de uma zona com qualquer condição meteorológica e sem transmitir nenhum sinal.

O objetivo deste subcapítulo é dar um conhecimento superficial sobre uma das capacidades dos radares passivos e dar a conhecer alguns conceitos fundamentais e um algoritmo *Passive Bistatic - Inverse Synthetic Aperture Radar* (PB-ISAR) na formação de imagens.

##### ***Inverse Synthetic Aperture Radar* (ISAR)**

O conceito do ISAR é utilizar uma configuração de um radar de abertura sintética, mas em que o radar esteja estático e o alvo em movimento em relação ao mesmo (Inverso do *Synthetic Aperture Radar* (SAR)). Ao utilizar esta abordagem é necessário criar uma abertura sintética por forma a ter boa resolução *cross-range*,

que é conseguida, no caso do SAR, por um elemento que se move ao longo de uma trajetória conseguindo assim meios para formar uma matriz virtual para o intervalo de tempo em que esteve a observar. O único caso em que esta matriz virtual criada pela abertura sintética é diferente de uma imagem obtida por uma matriz real é quando o espaço a ser iluminado está estático em relação ao radar durante a formação da mesma.

Os elementos chave para a construção de uma imagem usando ISAR são (Marco Martorella 2019):

1. Utilizar um sinal com grande largura de banda por forma a ter uma boa resolução em *range*  $\delta_R$  falado no subcapítulo 2.1.2 para o caso monostático e bistático.
2. Processar os ecos recebidos durante o tempo de observação em diferentes ângulos de incidência no alvo a iluminar. A resolução *cross-range* é definida na equação 2.13, que é inversamente proporcional à variação de ângulo de incidência  $\Delta$ .

$$\delta_{cr} = \frac{c}{2f_0\Delta} \quad (2.13)$$

Por forma a compreender o processo de formação de imagem de uma forma simples, segue-se o diagrama de blocos da figura 2.10. Este diagrama não compreende todos os processos englobados na formação de imagem através de ISAR, mas apenas os fundamentais para uma breve explicação que é o objetivo deste subcapítulo.

Depois de recebido o sinal da antena de referência e *surveillance* o sinal direto é submetido a um pré processamento explicado no capítulo 4 que para o caso de DVB-T visto que é um dos iluminadores de oportunidade com maior largura de banda o que permite maior resolução em *range*, reconstrução e equalização do sinal. Esse sinal direto passa por um equivalente a um filtro adaptado, ou seja, a *cross-correlation* do sinal direto com o sinal refletido no alvo.

O *input* do algoritmo PB-ISAR é um mapa *range-Doppler* que contém o eco do alvo mais *clutter* e ruído. No entanto, os radares do tipo ISAR são desenvolvidos para trabalhar no domínio frequência/*slow-time* ou *range/slow-time* e para isso ser possível é necessário transformar os dados recebidos do mapa *range-Doppler* num destes domínios. Uma das formas para o fazer, no caso de transformar no domínio frequência/*slow-time* é aplicar uma transformada de *Fourier* inversa à imagem em *range-Doppler* do alvo.



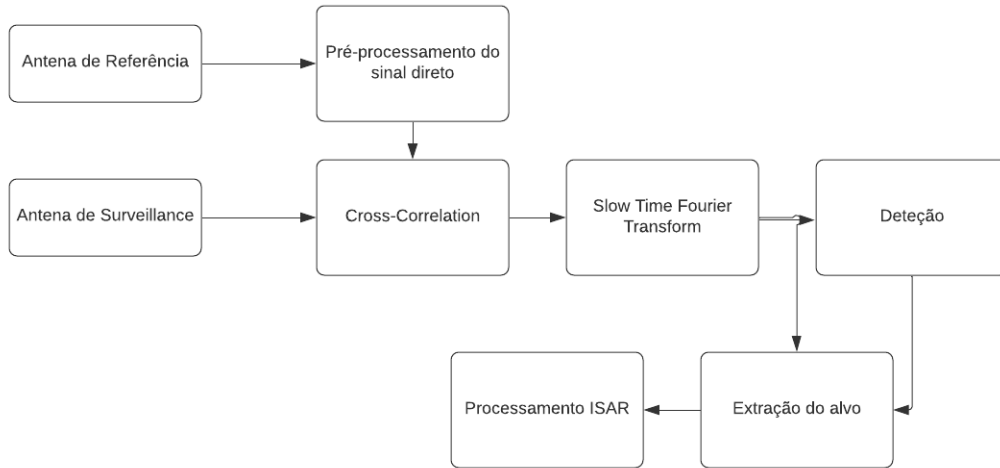


FIGURA 2.10: Diagrama de blocos ISAR

Após este processamento, que no caso do filtro adaptado é explicado sucin-  
tamente no capítulo 4, o sinal passa por um bloco de extração do alvo que consiste  
em quatro passos:

1. processo de *clustering* dos alvos detetados no mapa *range-Doppler* com um  
exemplo representado na imagem 2.11;

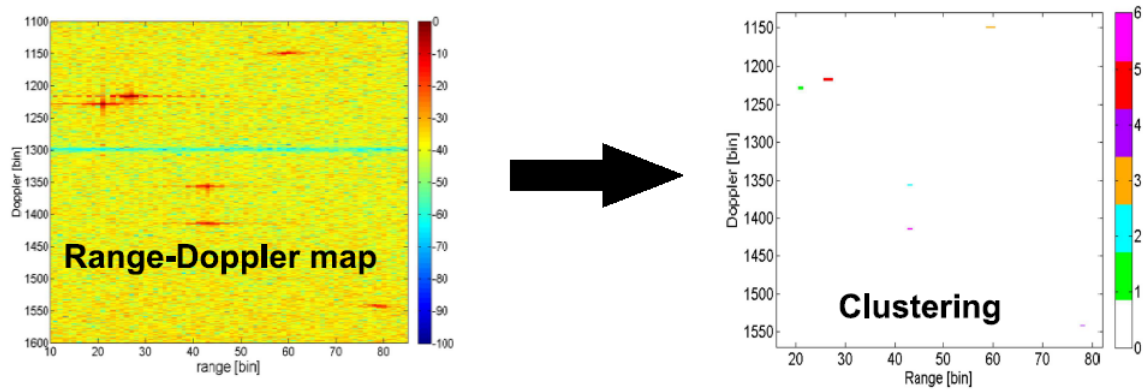


FIGURA 2.11: Processo de *clustering* (adaptado da figura do slide  
36 da apresentação do artigo Marco Martorella 2019)

2. criação de uma caixa em redor do alvo;

3. através das caixas formadas em redor dos alvos, resolver possíveis problemas de *overlapping* e desviar erros de deteção de vários alvos próximos quando na realidade apenas se encontra um;
4. extração dos alvos detetados.

De seguida a imagem passa por um pré-processamento do ISAR por forma a definir perfis de *range* em cada alvo extraído que, por fim, é submetida ao processamento do ISAR onde é feito uma estimativa a partir do pré-processamento da posição dos alvos em relação ao recetor e, posteriormente uma compensação do movimento do alvo seguida de uma *Direct Fourier Transform* (DFT) para obter a imagem ISAR do alvo. Para um entendimento mais profundo dos cálculos e processamento, tanto como resultados obtidos com este métodos há vários trabalhos que se podem consultar como Marco Martorella 2019.

# Capítulo 3

## Teoria de Antenas

### 3.1 Teoria Básica de Antenas

Uma antena é definida como "um dispositivo geralmente metálico (com haste ou fio) para irradiar ou receber ondas de rádio"(Balanis 2016), ou seja, uma antena, é o dispositivo que permite a transição entre o meio que a rodeia e o equipamento, que se pode observar na Figura 3.1. Este dispositivo é um transdutor que converte energia elétrica em ondas eletromagnéticas ou vice versa, sendo que é uma antena de transmissão, se converter um sinal elétrico num sinal eletromagnético e é uma antena de recepção, se converter um sinal eletromagnético em sinal elétrico.

#### 3.1.1 Tipos de Antenas

Neste subcapítulo irá ser introduzido de uma forma breve, os vários tipos de antenas, a sua utilização e vantagens entre estes.

#### Antenas de Fio

Estas antenas são umas das mais antigas, que apresentam uma configuração mais simples, como se pode observar na Figura 3.2, sendo apenas constituídas por um fio que pode variar na sua dimensão e na sua forma e ainda podem ser utilizadas nas mais variadas aplicações. Podem tomar uma forma aleatória, desde um fio direito (dipolo) até um fio com as mais diversas formas.

As antenas de fio podem ser encontradas nos mais variados locais, desde aeronaves, carros ou navios a edifícios.

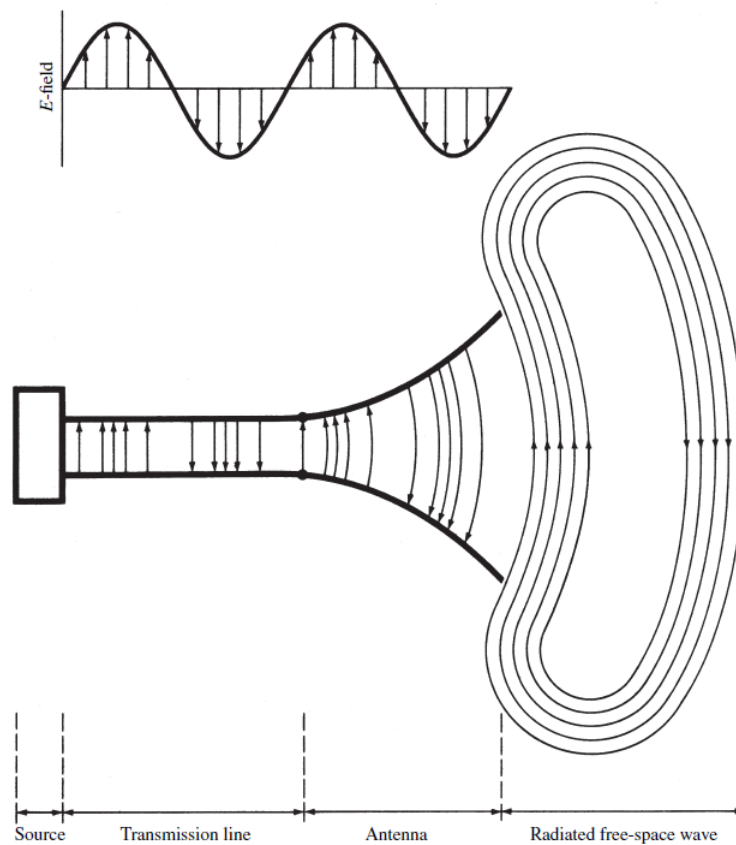


FIGURA 3.1: Antena como um meio de transição (Figura 1.1 - Balanis 2016)

## Antenas de Abertura

Os campos no fim de um guia de ondas aberto não são uniformes devido a esta mesma abertura, assim, para este caso, assume-se que os campos são iguais a como se o guia de ondas continuasse fechado. As antenas de abertura entram quando se pretende aumentar a diretividade à saída do guia, abrindo as extremidades do mesmo de forma a dar uma forma como se observa na Figura 3.3. Este tipo de antenas, em específico as antenas de abertura piramidais, são utilizadas para alimentar ou calibrar grandes antenas de prato.

Assim sendo, as antenas de abertura são utilizadas para frequências mais elevadas, especificamente em frequências de micro-ondas e podem ser aplicadas nas mais variadas formas geométricas, como retangulares, elípticas, circulares, piramidais, entre outras.



FIGURA 3.2: Exemplos de vários tipos de antenas de fio (Figura 1.3 - Balanis 2016)

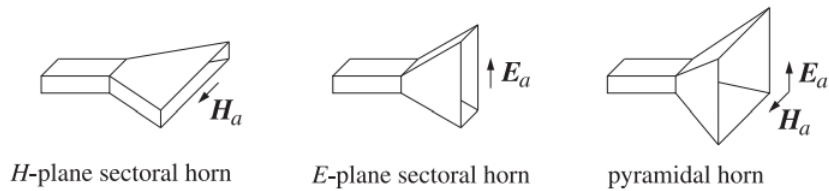


FIGURA 3.3: Antenas de abertura no plano H, E e piramidal

## Antenas de *Microstrip*

Uma antena *microstrip*, conhecida como antena impressa, é um tipo de antena que está inserida numa placa de circuito impresso e funciona como uma antena interna.

Hoje em dia são utilizadas em aplicações comerciais, tendo como as suas maiores vantagens o facto de serem baratas e simples de manufaturar e apresentarem um tamanho reduzido. Este tipo de antenas são aplicadas em frequências UHF.

A sua construção consiste num *patch* metálico sobre um substrato. Este *patch* pode apresentar as mais variadas formas como representado na Figura 3.4, sendo as retangulares e circulares as mais comuns. Têm ainda as vantagens de serem impressas em superfícies com as mais variadas formas, sendo robustas e versáteis nos parâmetros da sua frequência de ressonância, polarização e impedância (Balanis 2016).

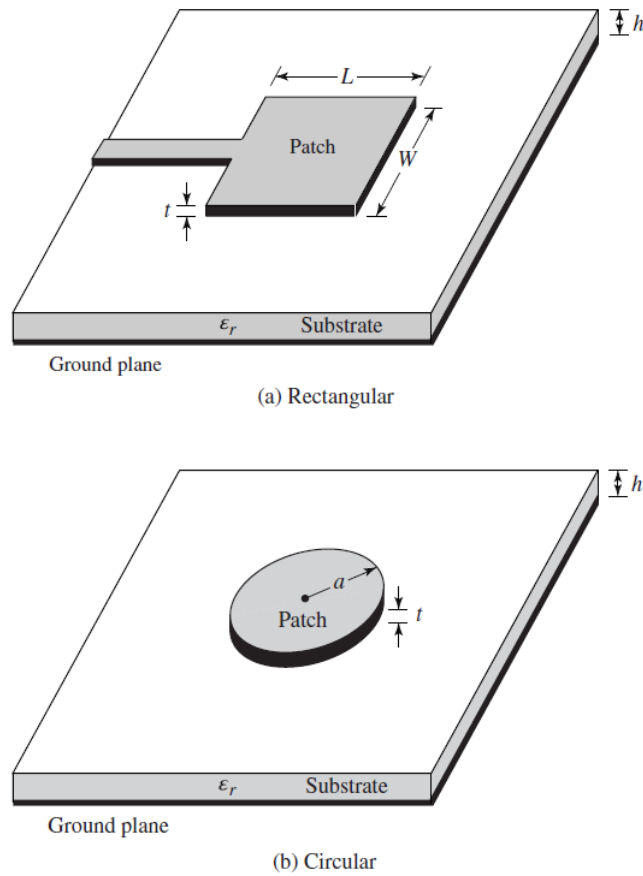


FIGURA 3.4: Exemplos de duas configurações de *patches* diferentes  
(Figura 1.5 - Balanis 2016)

## Antenas de Matrizes

As antenas de matrizes surgem nas aplicações em que é necessário mais que um elemento. Consegue-se assim agrupar vários elementos de forma a obter as características pretendidas. Algumas alterações às características que se conseguem com este tipo de antenas são o aumento de ganho, alterar o diagrama de radiação, determinar a direção de chegada de um sinal ou maximizar o *Signal to Interference Plus Noise Ratio* (SINR)<sup>1</sup>.

## Antenas de Lente

Este tipo de antenas utiliza as propriedades de convergência e divergência das lentes para a receção ou transmissão de sinal. O tamanho da lente a ser utilizada depende da frequência - quanto maior for a frequência, menor a lente. Dito isto,

<sup>1</sup>SINR é um indicador de qualidade de transmissão ajustado a comunicações móveis devido à interferência de outros utilizadores ser mais significativa (Jeske e Sampath 2004).

é mais favorável usar este tipo de antenas em frequências mais altas, visto que a lente será menor. As suas aplicações são semelhantes às das refletoras parabólicas, especificamente quando usadas em frequências mais altas e que necessitem de mais largura de banda.

## Antenas Refletoras

As antenas refletoras existem desde o final do século XIX, no entanto começaram a ser aplicadas em radares na Segunda Guerra Mundial e a partir do final do século XX em comunicações espaciais. Estas aplicações devem-se à sua capacidade de transmissões a grandes distâncias. Podem-se apresentar nas mais diversas formas, como plano refletor, refletor curvilíneo, entre outros.

O seu modo de funcionamento baseia-se na convergência da energia numa direção como demonstrado na Figura 3.5, o que leva, para além de um grande alcance, a uma grande diretividade.

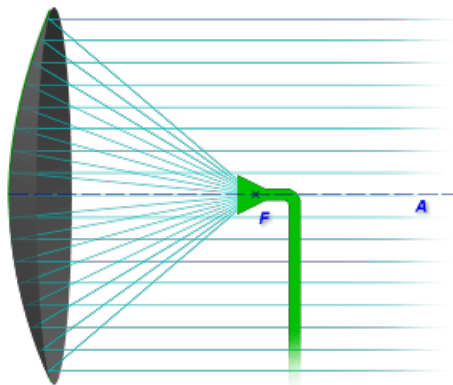


FIGURA 3.5: Funcionamento de uma Antena Refletora

### 3.1.2 Parâmetros Fundamentais

Neste subcapítulo vão ser discutidos os parâmetros mais relevantes que estão relacionados com o funcionamento de uma antena e com a sua *performance*. Grande parte dos parâmetros estão definidos no IEEE 1983 Standard Definitions for Antennas and Propagation.

## Diagrama de Radiação

Um diagrama de radiação é a função ou representação gráfica que descreve as propriedades espaciais de radiação de uma antena. É de extrema importância conhecer este padrão de radiação de uma antena e poder controlá-lo, visto que a

distribuição de energia eletromagnética, se for mal dimensionada, pode comprometer o projeto.

A manipulação do diagrama de radiação de uma antena é dependente do objetivo da mesma. Podemos ter como finalidade um diagrama de radiação que seja direcional (Figura 3.6), como numa ligação ponto a ponto, ou podemos como finalidade, um diagrama de radiação omnidirecional (Figura 3.7), ou seja, que radia, idealmente, com igual intensidade para todas as direções.

Para este efeito são utilizadas coordenadas esféricas ( $r$ ,  $\varphi$  e  $\theta$ ), sendo que a antena se encontra na origem do referencial. A propriedade mais relevante nos diagramas de radiação é a distribuição espacial, em duas ou três dimensões, da energia radiada em função da posição do observador de acordo com um azimute ( $\theta$  constante).

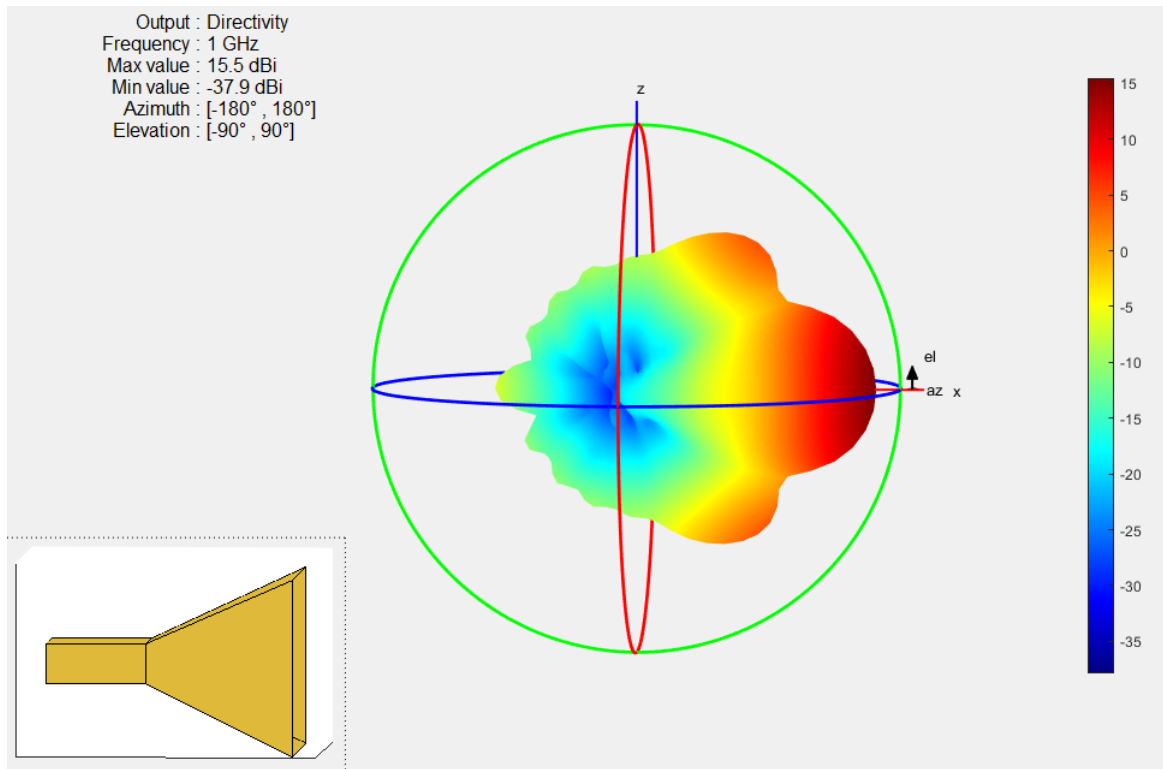


FIGURA 3.6: Diagrama de radiação direcional - Corneta de guia de ondas dimensionada para 1GHz (MATLAB Antenna Designer Tool-kit)

Os lóbulos são um dos parâmetros fundamentais de um diagrama de radiação, que representam a energia radiada numa direção relativamente ao transmissor e podem ser classificados em lóbulos principais, secundários, laterais e posteriores (Figura 3.8). O lóbulo principal é o lóbulo que contém a direção da radiação máxima, que no caso da Figura 3.8, está definido no sentido do eixo dos  $zz$ . Os lóbulos



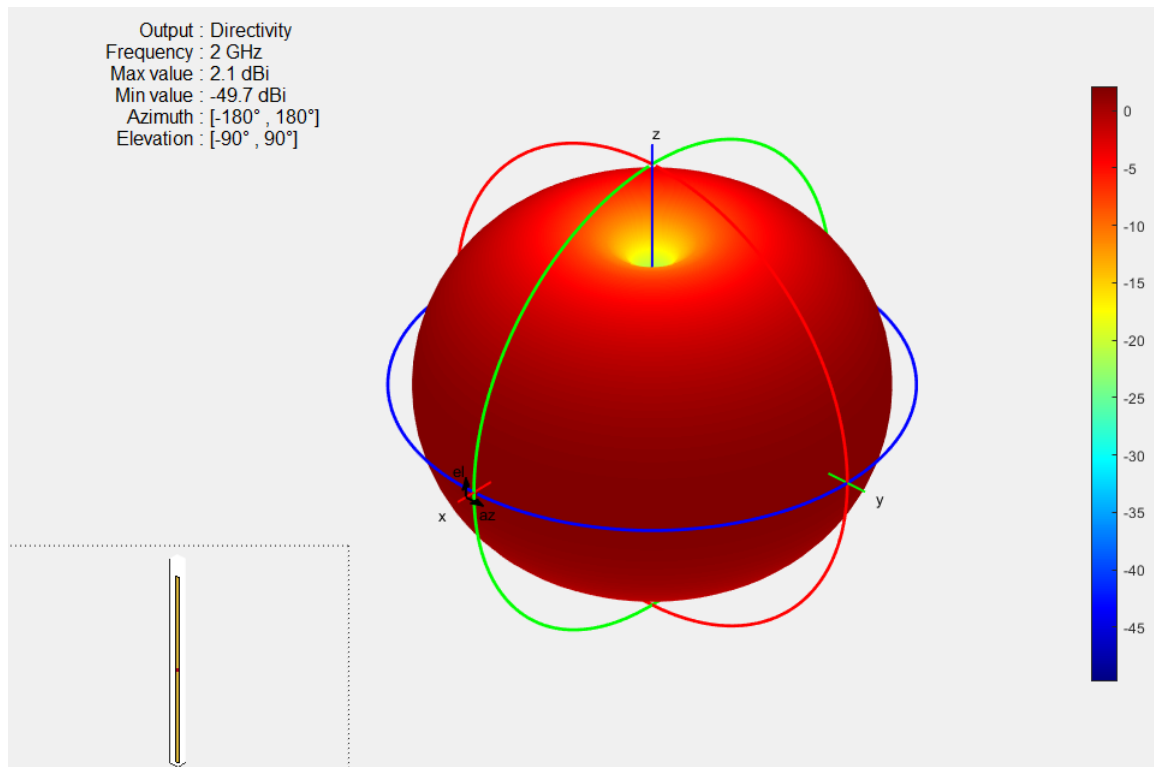


FIGURA 3.7: Diagrama de radiação omnidirecional - Dipolo dimensionado para 2GHz (MATLAB Antenna Designer Toolkit)

secundários são todos os lóbulos excepto o principal. Os lóbulos laterais são todos os que radiam energia para qualquer direção que não seja a pretendida. Os lóbulos posteriores contêm a energia que é radiada num ângulo de  $180^\circ$  em relação à direção do feixe da antena.

A largura de feixe a meia potência (*Half Power Beamwidth* (HPBW)) e a largura de feixe ao primeiro nulo (*First Null Beamwidth* (FNBW)) estão relacionadas com a capacidade de resolução da antena, ou seja, a sua capacidade de distinguir dois alvos. O critério para distinguir dois alvos é que a HPBW seja aproximadamente  $FNBW/2$ , isto é, se dois alvos estiverem separadas por distâncias angulares iguais ou superiores a  $HPBW \approx FNBW/2$  de uma antena, esta consegue distingui-los (Kraus 1988). Os fatores que afetam a largura de feixe são o comprimento de onda ( $\lambda$ ), a forma do diagrama de radiação e as dimensões da antena.

Os diagramas de radiação podem ser classificados quanto à diretividade em que as antenas radiam. Um radiador isotrópico é definido com uma antena hipotética e sem perdas que radia igualmente em todas as direções e é normalmente tomado como referência para exprimir a diretividade de antenas. o radiador direcional é caracterizado por radiar ondas eletromagnéticas em determinadas direções e o

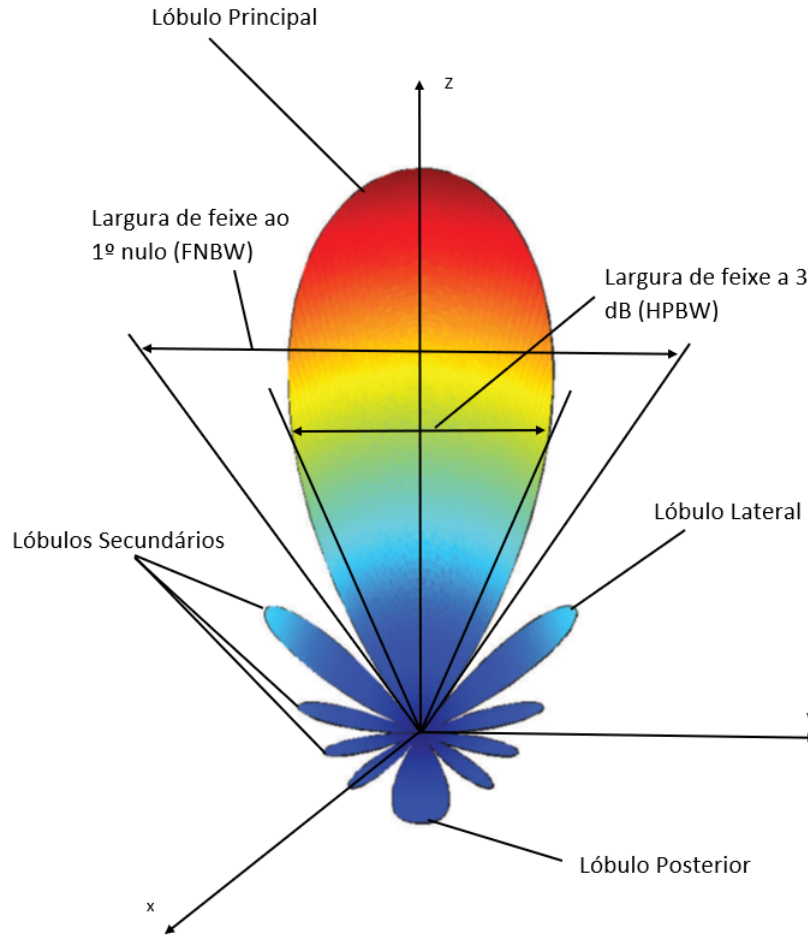


FIGURA 3.8: Elementos caraterísticos do diagrama de radiação

radiador omnidirecional radia energia de igual forma em todas as direções (Balanis 2016).

### Planos Principais

Para antenas com polarização linear, discutido com mais detalhe no subcapítulo Polarização, consideram-se os seguintes planos:

- Plano E: Definido pelo plano que contém o vetor do campo elétrico e a direção da máxima radiação;
- Plano H: Definido pelo plano que contém o vetor do campo magnético e a direção da máxima radiação.

Os eixos do sistemas de coordenadas são escolhidos por forma a que pelo menos um dos planos referido coincidas com os planos do referencial, no entanto, há casos em que pode ser mais favorável escolher outro sistema de coordenadas.

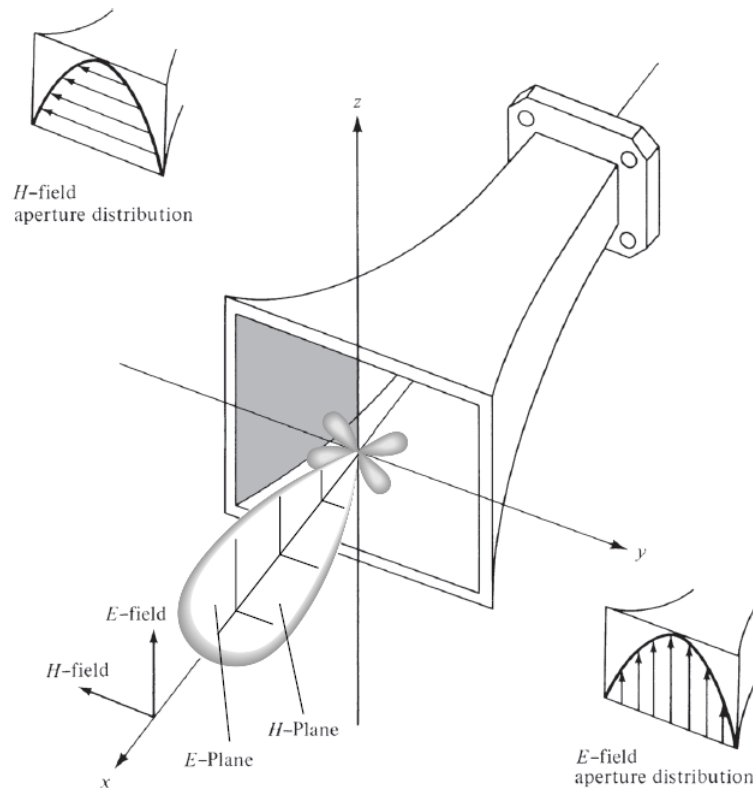


FIGURA 3.9: Campos E e H de um diagrama de radiação de uma antena

### Regiões de Campo

De forma a identificar a estrutura do espaço circundante da antena, este é dividido em três regiões (Kraus 1988):

- Região reativa do campo próximo: Definida com a porção do espaço imediatamente em redor da antena, onde predomina o campo reativo;
- Região do campo próximo (*Região de Fresnel*): Definida como a região da antena entre a região reativa do campo próximo e a região de *Fraunhofer* onde predomina o campo radiado e a sua orientação espacial depende da distância à antena;
- Região do campo distante (*Região de Fraunhofer*): Caracterizada pela região onde a distribuição angular do campo é maioritariamente independente da distância à antena.

Tipicamente, a forma diagrama de radiação é alterado consoante as regiões em que se encontra. Segundo a Figura 3.10 presente no artigo Y. Rahmat-Samii, L. I. Williams e Yoccarino 1995, o diagrama é mais disperso e uniforme na região

reativa do campo próximo. À medida em que a distância à antena aumenta, e que se entra nas regiões de *Fresnel* e *Fraunhofer* a forma do diagrama evidencia mais os seus lóbulos e fica mais regular. A separação entre as regiões reativa do campo próximo e região de *Fresnel* e entre a região de *Fresnel* e região de *Fraunhofer* são definidas pelas expressões 3.1 e 3.2 respetivamente (Y. Rahmat-Samii, L. I. Williams e Yoccarino 1995).

$$R = \frac{2L^2}{\lambda} \quad (3.1)$$

$$R = 0.62\sqrt{\frac{L^3}{\lambda}} \quad (3.2)$$

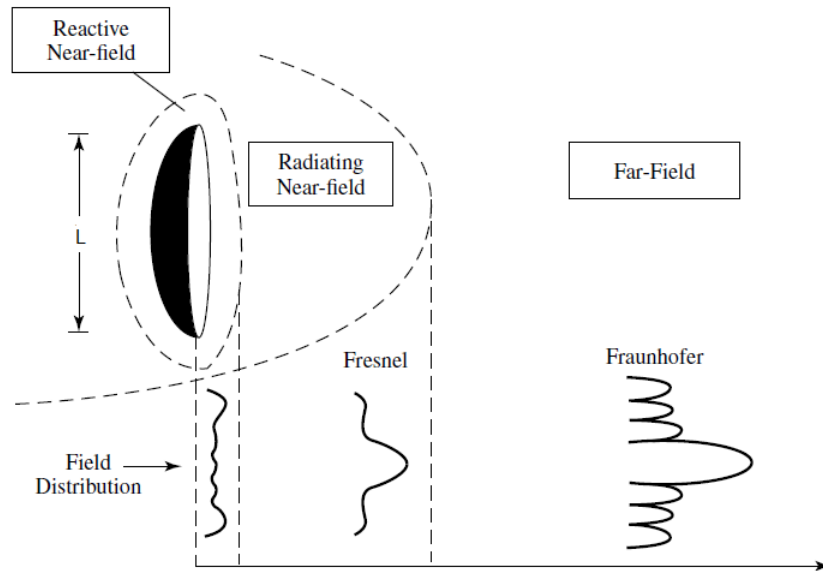


FIGURA 3.10: Alterações típicas do diagrama de radiação desde a região reativa do campo próximo à *Região de Fraunhofer*. (Y. Rahmat-Samii, L. I. Williams e Yoccarino 1995)

## Densidade de Potência

As ondas eletromagnéticas resultam da combinação de um campo magnético e de um campo elétrico que se propaga no espaço. A forma de representar a densidade direcional da quantidade de energia transferida de uma onda eletromagnética é através do vetor de *Poynting*, o qual é definido, contabilizando variações temporais sinusoidais, na equação 3.3, expressa em  $\text{W m}^{-2}$ .

$$W_{av}(x, y, z) = \frac{1}{2} \text{Re}[E \times H^*] \quad (3.3)$$

Sendo que o vetor de *Poynting* é uma densidade de potência, ao integrar a componente normal do mesmo, obtém-se na equação 3.4 a potência média radiada pela antena  $P_{rad}$  que atravessa uma superfície fechada  $S$ .

$$P_{rad} = P_{av} = \oint_S W_{rad} \cdot ds = \frac{1}{2} \oint_S \text{Re}[E \times H^*] \cdot ds \quad (3.4)$$

Como meio de comparação, define-se a potência radiada por um radiador isotrópico na expressão 3.6, com uma densidade de potência dada por,

$$W_0 = \hat{a}_r = \hat{a}_r \left( \frac{P_{rad}}{4\pi r^2} \right) \quad (3.5)$$

$$P_{rad} = \oint_S W_{rad} \cdot ds = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi [\hat{a}_r W_0(r)] \cdot [\hat{a}_r r^2 \sin\theta d\theta d\phi] = 4\pi r^2 W_0 \quad (3.6)$$

## Diretividade

A diretividade de uma antena é definida com a relação entre a intensidade de radiação numa determinada direção e a intensidade de radiação média em todos as direções. A intensidade média é igual ao quociente entre a potência total radiada pela antena e  $4\pi$  (IEEE 1997). Sendo que a intensidade de radiação  $U$  é obtida pela multiplicação entre a densidade de radiação e o quadrado da distância, a diretividade  $D$  de uma antena pode ser descrita pela expressão 3.7.

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (3.7)$$

No entanto, para antenas com componentes de polarização ortogonais podem-se definir diferentes diretividades parciais para cada polarização  $\theta$  e  $\phi$ ,

$$D_0 = D_\theta + D_\phi \quad (3.8)$$

onde,

$$D_{\theta} = \frac{4\pi U_{\theta}}{(P_{rad})_{\theta} + (P_{rad})_{\phi}} \quad (3.9)$$

$$D_{\phi} = \frac{4\pi U_{\phi}}{(P_{rad})_{\theta} + (P_{rad})_{\phi}} \quad (3.10)$$

sendo que o índice  $\theta$  e  $\phi$  representa a direção que contém as componentes do campo  $\theta$  e  $\phi$  respetivamente.

Para um radiador isotrópico, a diretividade toma o valor unitário, no entanto, em qualquer outro tipo de radiador, o valor da máxima diretividade irá ser sempre superior a ao valor unitário. Na equação 3.7, considerando o cálculo para a diretividade máxima, esta pode tomar valores inferiores a 1, o que não acontece na realidade. Com isto, uma expressão mais geral para a diretividade e para a diretividade máxima podem ser definidas na equação 3.11 e 3.12 respetivamente.

$$D(\theta, \phi) = 4\pi \frac{F(\theta, \phi)}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} F(\theta, \phi) \sin\theta \, d\theta \, d\phi} \quad (3.11)$$

$$D_0 = 4\pi \frac{F(\theta, \phi) |_{max}}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} F(\theta, \phi) \sin\theta \, d\theta \, d\phi} \quad (3.12)$$

onde  $F(\theta, \phi)$  é uma função dos componentes do campo elétrico numa região do campo distante, que, multiplicada por uma constante, resulta a intensidade de radiação.

No entanto, a diretividade máxima também pode ser descrita em função do ângulo sólido de feixe  $\Omega_A$ ,<sup>2</sup>

$$D_0 = \frac{4\pi}{\frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} F(\theta, \phi) \sin\theta \, d\theta \, d\phi}{F(\theta, \phi) |_{max}}} = \frac{4\pi}{\Omega_A} \quad (3.13)$$

## Ganho

A diretividade de uma antena é uma medida que descreve apenas a propriedades direcionais da antena. Por outro lado, o ganho, para além de estar relacionado

<sup>2</sup>O ângulo sólido  $\Omega$  é definido como um ângulo tridimensional no centro de uma esfera, que subentende na superfície da mesma uma área medida pelo quadrado do raio da esfera e toma valores adimensionais.

com a diretividade, também tem em conta a eficiência da antena, discutida mais à frente neste capítulo.

O ganho de uma antena é um parâmetro fundamental na *performance* da mesma. Este representa a eficiência em que a antena converte o sinal elétrico em ondas eletromagnéticas, que pode ser definido como ganho absoluto ou ganho relativo. O ganho absoluto de uma antena (definido na equação 3.14) representa a relação entre a intensidade de radiação radiada numa determinada direção e a intensidade de radiação que chega à antena, se a potência que chega à antena fosse radiada de forma isotrópica. No entanto, a antena isotrópica, como já foi falado neste capítulo, é um caso ideal e não corresponde à realidade. Com isto, utiliza-se o ganho relativo que relaciona a intensidade de radiação radiada de uma antena numa dada direção com a intensidade de radiação radiada a partir de outra antena na mesma direção, denominada antena de referência, quando ambas são alimentadas com a mesma potência de entrada.

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (3.14)$$

Como falado mais à frente neste capítulo, a potência radiada  $P_{rad}$  está relacionada com a potência de entrada  $P_{in}$  da seguinte forma,

$$P_{rad} = e_{cd} P_{in} \quad (3.15)$$

sendo que  $e_{cd}$  representa a eficiência de radiação da antena.

A partir da equação 3.15, usando a 3.14, vem,

$$G(\theta, \phi) = e_{cd} \left[ 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \right] \quad (3.16)$$

Que está relacionado com a diretividade (equação 3.7) da seguinte forma,

$$G(\theta, \phi) = e_{cd} D(\theta, \phi) \quad (3.17)$$

No entanto, a equação 3.17 não contempla perdas quando o elemento da antena está conectado a um guia, o que provoca perdas indesejadas, através de reflexões. Isto pode ser solucionado com a introdução do termo  $e_r$  que está relacionado com o coeficiente de reflexão,

$$e_r = (1 - |\Gamma|^2) \quad (3.18)$$

Assim sendo, pode-se introduzir o conceito de ganho realizado  $G_{re}$  que tem em conta as perdas por reflexão da antena.

$$G_{re}(\theta, \phi) = e_r G(\theta, \phi) = (1 - |\Gamma|^2) G(\theta, \phi) = e_r e_{cd} D(\theta, \phi) \quad (3.19)$$

É de notar, que se a antena for adaptada ao guia, ou seja, se a impedância de entrada for igual à impedância característica ( $|\Gamma| = 0$ ), então,  $G = G_{re}$ .

## Largura de Banda

A largura de banda é uma gama de frequências, em redor de uma frequência central  $f_c$ , para a qual as características da antena se mantêm com um valor aceitável relativamente aos valores obtidos para a frequência central. A largura de banda é, frequentemente, um dos parâmetros determinantes usados para dimensionar a antena.

Dependendo das necessidades de operação da antena que é utilizada, a largura de banda será limitada por certos fatores que são falados neste capítulo, como a impedância de entrada, ganho, forma do diagrama de radiação e polarização. Na prática, a largura de banda pode ser representada de duas formas,

- Antenas de banda larga, que apresentam a característica da frequência mais alta ser maior ou igual que o dobro da menor frequência. A largura de banda é representada pela razão entre estas frequências. Por exemplo, uma razão de 5:1 significa que a frequência mais alta é 4 vezes maior que a menor frequência.
- Antenas de banda estreita, que são caracterizadas por apresentarem uma largura de banda muito menor que a frequência central. Neste caso, a largura de banda é expressa em percentagem. Por exemplo, uma percentagem de 10% de banda larga significa que é aceitável que a diferença da menor frequência para a frequência central, e consequentemente a diferença da frequência central para a maior frequência tome um valor que seja metade dos 10% para cada lado de  $f_c$ , ou seja, 5% de  $f_c$  para cada lado.



## Polarização

A polarização da antena é definida como a polarização da onda radiada pela mesma, que é definida como a direção do campo elétrico da onda radiada, que se nada for dito em contrário, se considera na direção da máxima radiação. No entanto, na prática, a polarização da onda radiada depende da direção de propagação, ou seja, podem existir diferentes polarizações em zonas diferentes do diagrama de radiação.

A polarização pode ser classificada como linear, circular ou elíptica. Uma polarização linear é caracterizada se o vetor que descreve o campo elétrico tiver sempre a mesma direção à medida que a onda se propaga. A polarização circular é caracterizada pelo vetor do campo elétrico que gira numa circunferência no plano  $xy$  à medida que a onda se propaga, o que difere para a polarização elíptica, no facto das duas componentes do vetor campo elétrico girarem numa elipse no plano  $xy$ . Pode-se definir a polarização linear e circular como casos particulares da polarização elíptica (Figura 3.11), em que as componentes do campo elétrico são múltiplos de  $\pi$  na polarização linear e têm módulos iguais e um desfasamento múltiplo ímpar de  $\frac{\pi}{2}$  na polarização circular.

## Perdas de Polarização

As perdas de polarização ocorrem quando a polarização da antena recetora é diferente à da onda incidente. Devido a este fator, a potência extraída pela antena do sinal recebido não vai ser máxima.

Assumindo que o campo elétrico da onda incidente pode ser escrito da seguinte forma,

$$\mathbf{E}_i = \hat{\rho}_w E_i \quad (3.20)$$

onde  $\hat{\rho}_w$  é o vetor unitário da onda. Então, a polarização do campo elétrico da antena recetora pode ser escrito da seguinte forma,

$$\mathbf{E}_a = \hat{\rho}_a E_a \quad (3.21)$$

As perdas de polarização podem ser definidas pelo fator de perdas de polarização  $PLF$ , como na expressão 3.22.

$$PLF = |\hat{\rho}_w \cdot \hat{\rho}_a|^2 = |\cos\psi_p|^2 \quad (3.22)$$

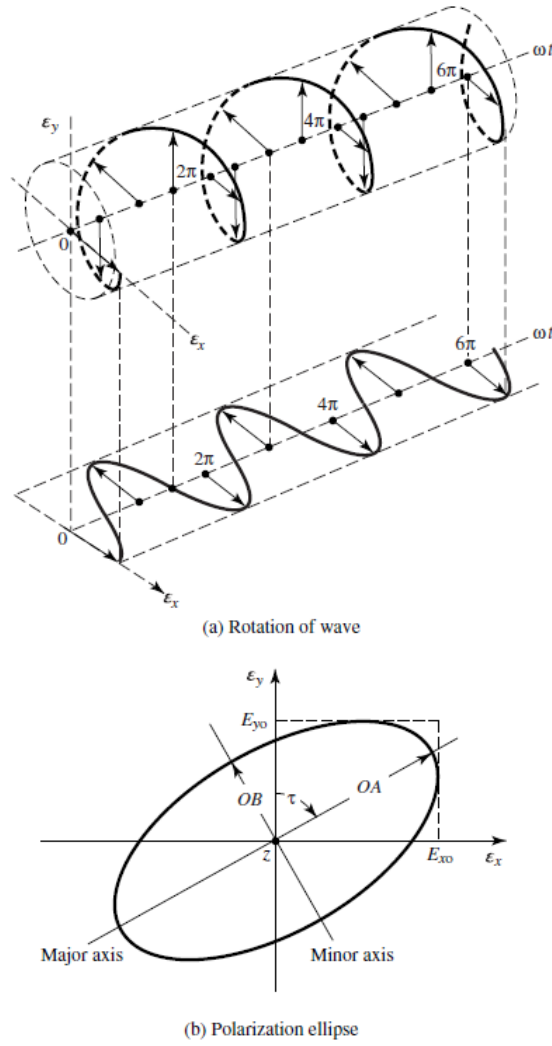


FIGURA 3.11: Rotação de uma onda eletromagnética com polarização elíptica para  $z = 0$  (Figura 2.23 Balanis 2016).

onde  $\psi_p$  é o ângulo entre os dois vetores unitários.

## Eficiência

### Eficiência da Antena

A eficiência da antena  $e_0$  descreve perdas nos terminais de entrada e dentro da estrutura da antena. A figura 3.12 representa os terminais de referência da antena e as suas perdas:

- Perdas por reflexão devido à não adaptação entre o guia e a antena
- Perdas por condução e dielétrico

Ou seja, de modo geral, a eficiência pode ser escrita da seguinte forma,

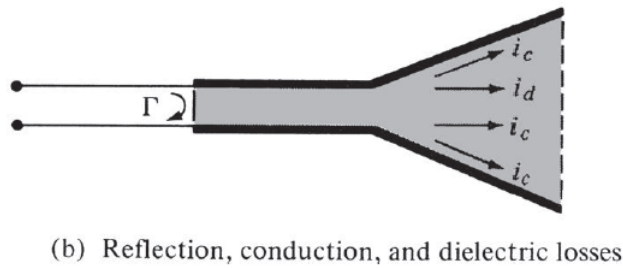
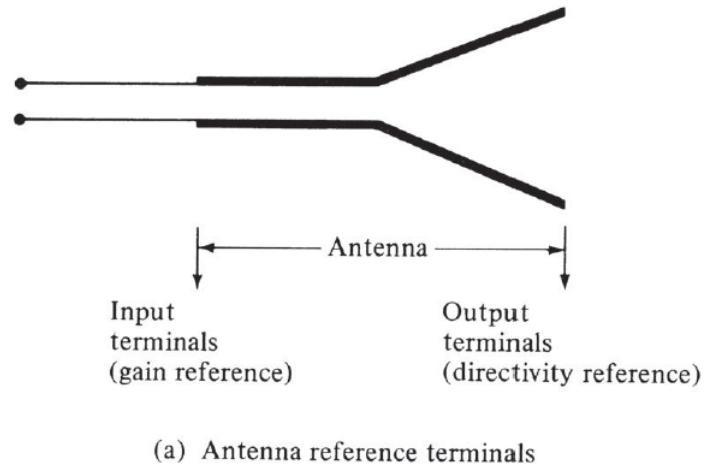


FIGURA 3.12: Terminais de referência e perdas na antena (Figura 2.22 do livro Balanis 2016)

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad (3.23)$$

onde

$e_0$ : "eficiência total"

$e_r$ : "eficiência considerando perdas por reflexão  $(1 - |\Gamma|^2)$ "

$e_c$ : "eficiência considerando perdas por condução"

$e_d$ : "eficiência do dielétrico"

$\Gamma$ : "coeficiente de reflexão nos terminais de entrada da antena"

$[\Gamma = (Z_{in} - Z_0)/(Z_{in} + Z_0)]$  com  $Z_{in}$ : impedância de entrada e  $Z_0$ : impedância característica do guia.

com a relação de onda estacionária ROE,

$$ROE = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (3.24)$$

Por norma,  $e_c$  e  $e_d$  são muito difíceis de calcular, mas podem ser determinados experimentalmente. Com isto, é comum substituir-se  $e_c e_d$  por  $e_{cd}$  e representar-se a eficiência total  $e_0$  por,

$$e_0 = e_r e_{cd} = e_{cd} (1 - |\Gamma|^2) \quad (3.25)$$

## Equação Radar

A equação radar pode ser definida através do conhecimento da RCS do alvo.<sup>3</sup>

A equação radar relaciona a potência recebida com a potência transmitida depois de ter sido refletida num alvo com uma RCS  $\sigma$

$$\frac{P_r}{P_t} = e_{cdt} e_{cdr} \sigma \frac{D_t(\theta_t, \phi_t) D_r(\theta_r, \phi_r)}{4\pi} \left( \frac{\lambda}{4\pi R_1 R_2} \right)^2 \quad (3.26)$$

com RCS,

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} \left[ 4\pi R^2 \frac{W_s}{W_i} \right] \quad (3.27)$$

onde

$e_{cdr}$ : "eficiência considerando perdas dielétrico e por condução no recetor"

$e_{cdt}$ : "eficiência considerando perdas dielétrico e por condução no transmissor"

$R$ : "distância do recetor ao alvo"

$W_i$ : "Densidade de potência radiada"

$W_s$ : "Densidade de potência recebida"

Se considerarmos perdas por reflexão vem,

---

<sup>3</sup>RCS é uma representação da capacidade de um alvo de refletir um sinal radar na direção do recetor. Em regra a RCS de um alvo é comparada com a força de um sinal refletido isotropicamente de uma esfera perfeitamente lisa com uma área de secção transversal de  $1m^2$

$$\frac{P_r}{P_t} = e_{cdt}e_{cdr} (1 - |\Gamma_t|^2) (1 - |\Gamma_r|^2) \sigma \frac{D_t(\theta_t, \phi_t) D_r(\theta_r, \phi_r)}{4\pi} \times \left( \frac{\lambda}{4\pi R_1 R_2} \right)^2 |\hat{\rho}_w \cdot \hat{\rho}_a|^2 \quad (3.28)$$

onde

$\Gamma_r$ : "coeficiente de reflexão nos terminais de entrada da antena de recepção"

$\Gamma_t$ : "coeficiente de reflexão nos terminais de entrada da antena de transmissão"

$\hat{\rho}_w$ : "vetor unitário de polarização nas ondas refletidas"

$\hat{\rho}_r$ : "vetor unitário de polarização na antena de recepção"

No entanto, se as antenas estiverem com polarização adaptada para a máxima radiação direcional e recepção, a equação 3.28 fica reduzida a,

$$\frac{P_r}{P_t} = \sigma \frac{G_{0t}G_{0r}}{4\pi} \left( \frac{\lambda}{4\pi R_1 R_2} \right)^2 \quad (3.29)$$

## 3.2 Simulação de uma Antena

Conhecendo os parâmetros fundamentais de uma antena, descritos ao desenrolar deste capítulo, pode-se concluir que um dos principais problemas quando se juntam duas antenas como no caso desta atividade prática, é a interseção do diagrama de radiação, que se verifica no próximo subcapítulo com a figura 3.13.

É possível obter maior diretividade numa antena e consequentemente menos interação entre os diagramas das mesma, no entanto alterar a configuração duma antena pode inserir lóbulos secundários entre outros problemas. Pode-se ainda melhorar a diretividade modificando a sua configuração elétrica a partir da geometria dos elementos radiantes.

Posto isto, considerando a experiência realizada, descrita no Capítulo 5, é necessário compreender as propriedades da antena utilizada de modo a retirar conclusões confiáveis. Como falado, uma das propriedades mais importantes neste caso é o diagrama de radiação, que permite observar a diretividade da antena, visto que se o sinal direto é recebido nas duas antenas por estas serem pouco diretivas, torna a situação muito mais difícil, e os resultados muito menos fidedignos.

### 3.2.1 Para Sinais DVB-T

As antenas utilizadas para a experiência foram duas *One for all Yagi-Uda* sv9354 para DVB-T de 24dB.

Para fazer a simulação do diagrama de radiação da antena utilizada, foi utilizada a *toolbox antenna designer* do *Matlab*, onde foram inseridas as características da mesma obtendo como resultado a figura 3.13.

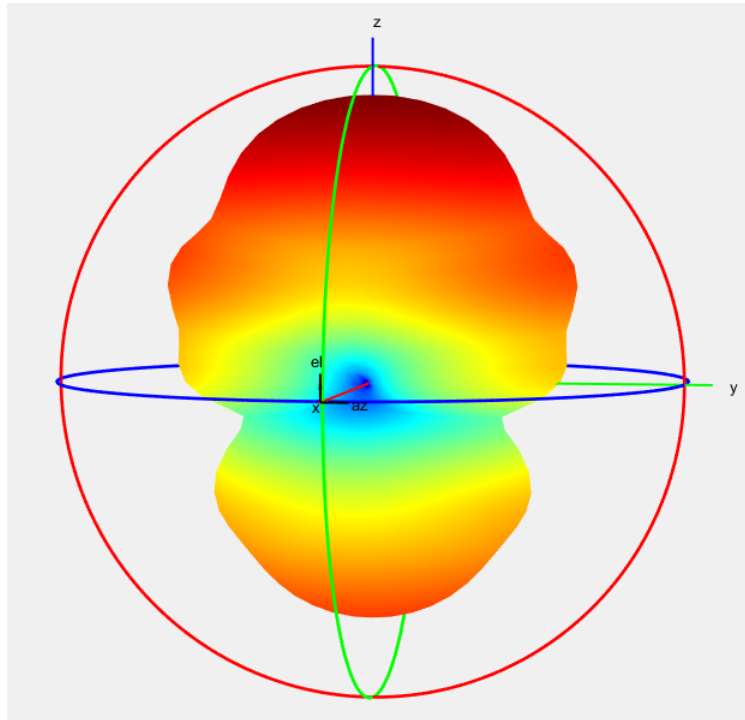


FIGURA 3.13: Diagrama de radiação da antena Yagi-Uda

Com o diagrama de radiação da figura 3.13 que se encontra com a antena no sentido do eixo dos  $zz$ , ao duplicar e direcionar duas antenas para sentidos opostos ficamos com a configuração proposta para a experiência. Com isto, verificamos que há muita interação entre os lóbulos posteriores de cada antena, o que vai degradar muito o sinal. É então necessário ter este problema em consideração quando se tirar conclusões do trabalho.

# Capítulo 4

## Processamento de Sinal

### 4.1 Processamento de Sinal

Como falado em 2.1, o conceito do radar passivo é fazer uma *cross-correlation* entre o sinal direto e o refletido. O problema está no facto de ser computacionalmente muito pesado fazer uma *2-Dimensional Cross-Correlation Function (2D-CCF)*, sendo necessário a utilização de algoritmos mais eficientes para o cálculo da mesma.

O processamento de sinal num radar passivo pode ser, resumidamente, enumerado em oito pontos:

1. Receção e reconstrução do sinal direto (*reference signals*  $s_{ref}$ )
2. Receção do *surveillance signal* ( $s_r$ )
3. *Cross-correlation* do  $s_{ref}$  e  $s_r$
4. Integração de produtos da correlação (FFT)
5. Filtragem de *clutter*
6. Deteção de alvos e seguimento no domínio *range/Doppler*
7. Processamento no plano Cartesiano
8. Seguimento no plano Cartesiano

#### Equivalência entre um filtro adaptado e *cross-correlation*

Para *Software Defined Radios*, a implementação de um filtro adaptado pode ser feita através do cálculo de uma *cross-correlation* (Martorella e Berizzi s.d.). Considerando  $s_0(t)$  o sinal de saída do filtro adaptado e  $h_{MF}(t)$  a resposta do filtro vem,

$$s_0(t) = s_R(t) \otimes h_{MF}(t) = \int s_R(\tau) s_{ref}^*(\tau - t) d\tau \quad (4.1)$$

A equação 4.1 mostra que usando um filtro adaptado obtemos um sinal de saída igual ao fazer uma *cross-correlation* entre o  $s_R$  e  $s_{ref}$ .

Ao implementar uma *cross-correlation* como mostrado em 4.1, não se toma em conta o desvio de *Doppler*, visto que se faz a *cross-correlation* apenas numa dimensão. Para se entrar com o desvio de *Doppler* tem de se estender a 2D-CCF,

$$CCF(\tau, \nu) = \int s_R(\tau) s_{ref}^*(\tau - t) e^{-2\pi j \nu t} d\tau \quad (4.2)$$

onde  $\nu$  representa o desvio de *Doppler* que é definido pela *cross-correlation* entre o  $s_R$  e  $s_{ref}$  compensada com o *Doppler shift*.

Como o *delay-time*  $\tau$  pode ser transformado em *bistatic range*, a 2D-CCF pode ser representada num *bistatic range-Doppler map*, através da equação 4.3 que representa a 2D-CCF numericamente visto que os sinais têm de ser digitalizados com uma certa frequência de amostragem.

$$CCF(l, m) = \sum_{n=0}^{N-1} s_R(n) s_{ref}^*(n - l) e^{-2\pi j \frac{mn}{N}} \quad (4.3)$$

onde  $n$  representa o tempo,  $l$  o *delay-time*,  $m$  o desvio de *Doppler* e  $N$  o número total de amostras que depende do *Coherent Processing Interval* (CPI),

$$N = \frac{CPI}{T_s} = CPI \cdot F_s \quad (4.4)$$

### Eficiência do cálculo da 2D-CCF

De modo a ter um cálculo da 2D-CCF mais eficiente, há duas condições principais a referir:

- Cumprir com o teorema de *Nyquist*, ou seja, garantir que a frequência de amostragem é superior ou igual à largura de banda ( $F_s \geq B$ );
- Ter um CPI longo de forma a obter maior ganho de integração e consequentemente melhor relação sinal-ruído.



No entanto, o cálculo de uma 2D-CCF é computacionalmente muito pesado, e isto pode ser demonstrado com um pequeno exemplo: Para uma largura de banda  $B = 10\text{MHz}$ , um  $CPI = 1\text{s}$  e um número de *range bins* e de *doppler bins* igual a 1000 cada, implica um número de multiplicações muito elevado ( $10000000 \cdot 1 \cdot 1000 \cdot 1000 = 10000000000$  cálculos).

Para solucionar este problemas existem várias soluções numéricas, como *Correlation FFT*, *Direct FFT* e *Batches Algorithm* (Martorella e Berizzi s.d.).

### **Correlation FFT**

A *Correlation FFT* pode ser obtida através da equação 4.3 mudando o exponencial de posição como representado na eq. 4.5, de modo a obter uma nova expressão que pode ser calculada como uma *cross-correlation* a uma dimensão com uma compensação de *Doppler*, ou seja, *Doppler bin* ( $m$ ), a *Cross-Correlation Function (CCF)* é a *cross-correlation* entre o *reference signal*  $S_{ref}$  e o sinal direto com um *Doppler shift*.

$$CCF(l, m) = \sum_{n=0}^{N-1} s_R(n) e^{-2\pi j \frac{mn}{N}} s_{ref}^*(n-l) \quad (4.5)$$

Substituindo  $s_R(n) e^{-2\pi j \frac{mn}{N}}$  por  $s_R(n, m)$  vem,

$$CCF(l, m) = \sum_{n=0}^{N-1} s_R(n, m) s_{ref}^*(n-l) \quad (4.6)$$

Com isto, e sabendo que as *cross-correlations* são calculadas mais eficientemente no domínio de *Fourier*, vem,

$$CCF(l, m) = IDFT \left[ S_R(k, m) S_{ref}^*(k) \right] \quad (4.7)$$

com

$$S_R(k, m) = DFT [s_R(n, m)] \quad (4.8)$$

$$S_{ref}(k) = DFT [s_{ref}(n)] \quad (4.9)$$

A DFT da versão do sinal direto com *Doppler shift* pode ser calculada apenas uma vez porque a variável  $m$  apenas causa um desvio circular. Com isto, pode-se tirar algumas conclusões (Martorella e Berizzi s.d.):

- Apenas é necessário calcular a *DFT* de  $s_R(n, m)$  uma vez para  $m = 0$ , visto que para outros valores de  $m$  podem ser obtidos com um desvio;
- Em cada iteração, são calculadas  $N$  multiplicações complexas e uma *Inverse Direct Fourier Transform (IDFT)*.

Com isto, concluímos que quanto menos *doppler bins* existirem em relação aos *range bins*, mais eficiente será o cálculo. Este pode ser expressado através da seguinte função de complexidade:

$$O_{CF} = 2N \log_2(N) + N_f[N + N \log_2(N)] \quad (4.10)$$

onde,  $N_f$ : "Número de doppler bins"

### ***Direct FFT***

Por outro lado, a *Direct FFT* é um método que, tal como a *Correlation FFT* deriva da interpretação da equação 4.3 mas, para cada *time bin*  $l$ , a *CCF* é a DFT do produto do sinal recebido com a versão conjugada com *delay* do *reference signal*  $S_{ref}$ .

$$CCF(l, m) = DFT \left[ S_R(n) S_{ref}^*(n - l) \right] \quad (4.11)$$

Da interpretação da equação 4.11 conclui-se que, para cada iteração, são calculadas  $N$  multiplicações complexas e u,a DFT. A sua função de complexidade pode ser expressa através da expressão 4.12:

$$O_{DF} = N_\tau[N + N \log_2(N)] \quad (4.12)$$

onde,  $N_\tau$ : "Número de range bins"

Ao contrário da *correlation FFT*, tal como se pode observar na função de complexidade, a eficiência deste método é dependente do  $N_\tau$ . Isto é, o número de iterações feitas neste método está diretamente relacionado com o número de *range cells*: quanto maior for o número de *range cells* do mapa *range-Doppler*, menos eficiente é este método.

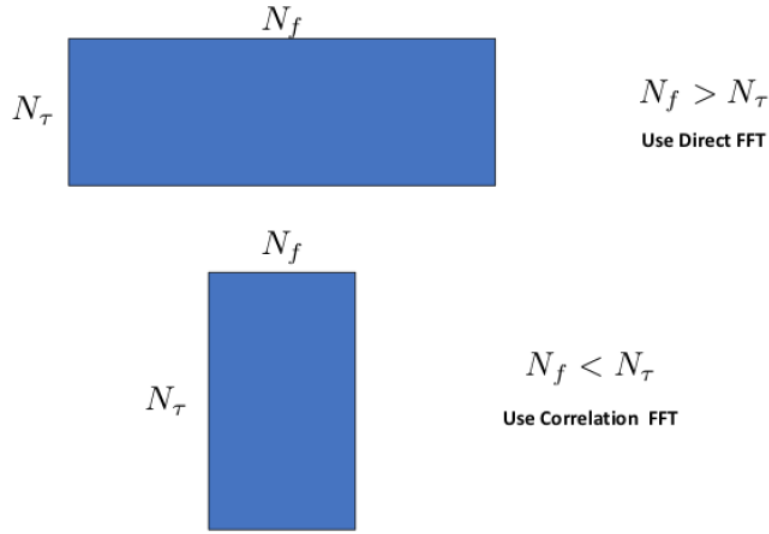


FIGURA 4.1: *Correlation FFT vs Direct FFT* (Figura 2.4 Martorella e Berizzi s.d.)

A figura 4.1 representa de uma forma ilustrativa quando usar a *Direct FFT* ou *Correlation FFT* de acordo com a relação de *Doppler cells* e *range cells* no mapa de *range-Doppler*. Se existirem mais *Doppler cells* a *Direct FFT* é mais eficiente, enquanto se o contrário se verificar, a *Correlation FFT* torna-se mais eficiente.

### ***Batches algorithm***

Tanto os métodos *direct FFT* e *correlation FFT* são mais eficientes que fazer o cálculo da 2D-CCF, no entanto, dependem do número de *range* ou *doppler cells* e continuam a ser muito pesadas computacionalmente porque apenas otimizam o cálculo ao longo de uma dimensão.

Apesar de não existir nenhum método perfeito que produza uma solução exata, um método denominado *Batches algorithm* foi proposto e permite otimizar em duas dimensões com uma pequena perda de *SNR* reduzindo de forma considerável o peso computacional.

O *Batches algorithm* consiste na subdivisão dos dois sinais recebidos, o sinal direto e o sinal refletido no alvo, em segmentos denominados *batches*. Sendo  $n_B$  o número de *batches* e  $N_B$  o comprimento do mesmo, com  $N = n_B \cdot N_B$ , a expressão da CCF é representada pela equação 4.13.

$$CCF(l, m) = \sum_{r=0}^{n_B-1} e^{-j2\pi \frac{mrN_B}{N}} \cdot \sum_{p=0}^{N_B-1} s_R(rN_B + p) s_{ref}^*(rN_B + p - l) e^{-j2\pi \frac{mp}{N}} \quad (4.13)$$

Este algoritmo assume que o efeito de *Doppler* é negligenciado dentro de cada *batch*, ou seja, só é calculado para o início de cada *batch*  $n_B$  e assim a equação 4.13 é reduzida à equação 4.14.

$$CCF(l, m) = \sum_{r=0}^{n_B-1} e^{-j2\pi \frac{mrN_B}{N}} \cdot \sum_{p=0}^{N_B-1} s_R(rN_B + p) s_{ref}^*(rN_B + p - l) \quad (4.14)$$

A aproximação feita na eq. 4.14 (frequência com que se calcula o desvio de *Doppler*) pode ser representada por uma função *step-wise* em vez de uma função linear (figura 4.2).

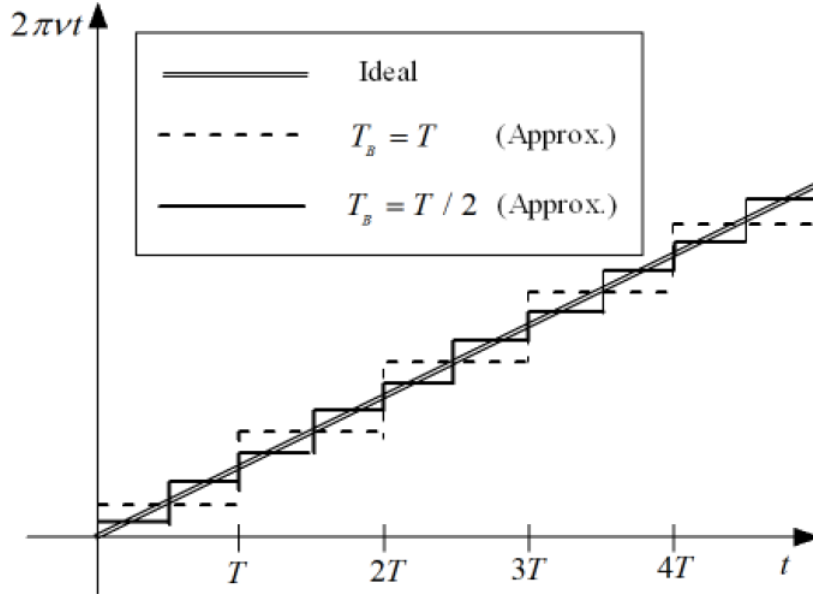


FIGURA 4.2: Aproximação de fase da função de *step* comparada com o ideal: função linear (Figura 2.6 Martorella e Berizzi s.d.)

A equação 4.14 pode ser interpretada de uma forma mais simples (eq. ??) ao considerar o somatório do produto entre  $s_R$  e  $s_R^*$  como uma CCF e a cada  $n_B$  é calculado a DFT ao longo de  $r$ .

$$CCF(l, m) = \sum_{r=0}^{n_B-1} CCF(l, r) e^{\left(-j2\pi \frac{mrN_B}{N}\right)} = DFT[CCF(l, r)] \quad (4.15)$$

Um dos fatores que influencia a eficiência do algoritmo é a escolha da duração dos *batches*. Com isto, é simples concluir que para um determinado intervalo, ao escolher *batches* com maior duração, vai existir um menor número de *batches*, e consequentemente, a DFT é calculada ao longo de um menor número de pontos o que vai levar a um menor tempo de processamento. No entanto, ao escolher *batches* com maior duração, vai introduzir um erro maior na aproximação de fase e consequentemente mais perdas em SNR.

Contudo, *batches* com menor duração implicam o contrário, ou seja, maior número de *batches*, maior tempo de processamento e menos perdas em SNR.

Foi desenvolvido um estudo de grande interesse (Petri et al. 2012) que analisa extensivamente a utilização do *batches algorithm* em que foram recolhidos dados com um radar passivo da *Italian National Consortium for Telecommunications* (CNIT). Os resultados da análise da duração dos *batches* com o tempo de processamento e perdas SNR encontram-se representados na tabela e figura 4.3 respetivamente.

Comprimento do batch	Tempo de processamento
31.28 $\mu s$	4.93 s
218.76 $\mu s$	0.92 s
333.29 $\mu s$	0.71 s
924 $\mu s$	0.59 s

TABELA 4.1: *Batches algorithm* - Análise do tempo de processamento devido ao comprimento dos *batches* (Tabela 2.1 Martorella e Berizzi s.d.)

#### 4.1.1 Cancelamento de *clutter*

No funcionamento do radar passivo, um dos sinais que se quer ter conhecimento é o sinal direto, que é o sinal que é transmitido diretamente do iluminador de oportunidade para o recetor, como representado na figura 2.1. Este sinal é submetido a uma atenuação pequena relativamente ao sinal refletido, isto porque a *baseline C* representada na figura 2.5 é sempre menor que o *bistatic range*. Logo,

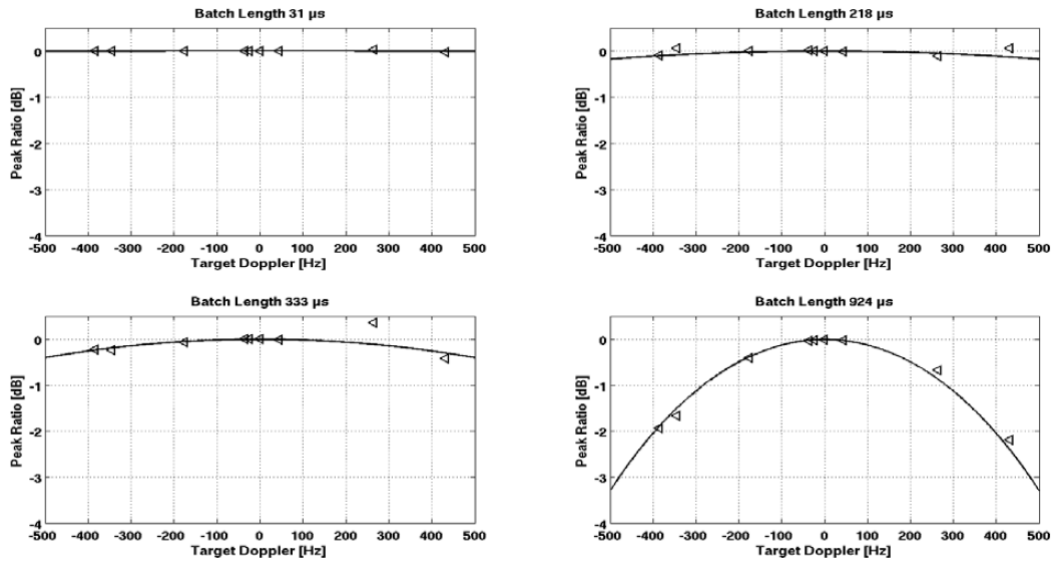


FIGURA 4.3: *Batches algorithm* - Análise perdas SNR devido ao comprimento dos *batches*(Figura 2.8 Martorella e Berizzi s.d.)

o sinal direto pode ser muito mais forte comparado com os ecos dos alvos, o que dificulta a detecção de alvos.

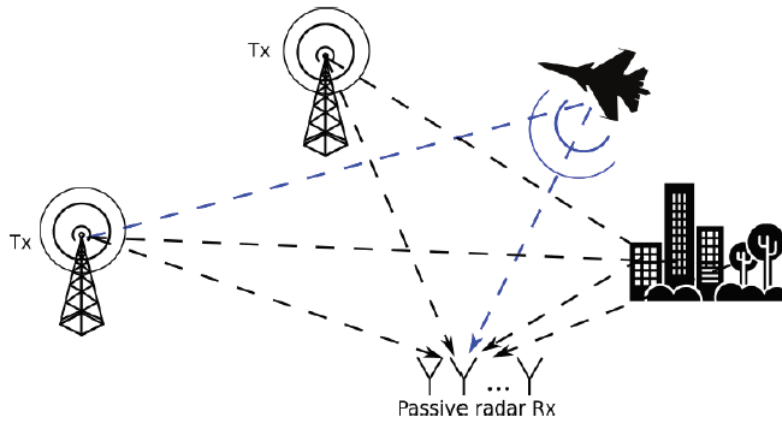


FIGURA 4.4: Cenário PCL - Clutter (Figura 1 Pető e Seller 2018)

Por mais que se tente fisicamente não receber o sinal direto na antena de *surveillance*, este e todas as suas cópias atrasadas no tempo devido a reflexões em objetos e terreno não desejadas (*clutter* representado na figura 4.4) são mais fortes que o sinal refletido no alvo. É possível haver reflexões em edifícios ou algo perto da antena de *surveillance* que possam ser confundidas com o sinal que pretendemos obter, o que pode complicar o cancelamento de todas as réplicas do sinal indesejadas. É de notar, que no caso dos radar *PCL*, ou seja, radares passivos, estamos perante uma geometria bistática e isto leva a que o nível de *clutter* na zona da *baseline*

possa ser muito forte e ser notável em algumas *range cells*. Este efeito em junção com o sinal direto que possa ser captado na antena de *surveillance* podem dificultar a detecção de alvos.

O sinal recebido pode ser interpretado de uma forma mais realista como na equação 4.16 para facilitar os processos de cancelamento de *clutter* e identificação das diferentes componentes do sinal.

$$S_R = A_{RS_T}(t) + \sum_{m=1}^{N_T} a_m s_T(t - \tau_{T_m}) e^{(2\pi j f_{D_m} t)} + \sum_{i=1}^{N_s} b_i s_T(t - \tau_{c_i}) + n(t) \quad (4.16)$$

Onde o primeiro termo representa a componente do sinal direto, o segundo termo representa o sinal refletido no alvo, o terceiro termo representa o *clutter* e por fim, o quarto termo representa a componente de ruído.

Os aspetos mais importantes na *performance* do cancelamento de *clutter* são a capacidade de operação em tempo real e a eficiência do algoritmo representada no mapa *range-Doppler*. De modo geral, a filtragem, ou cancelamento de *clutter* é feita em dois domínios diferentes: Técnicas de supressão no domínio do espaço para lidar com interferências de alta potência e algoritmos de filtragem de *clutter* no domínio do tempo. Tem sido investigado a aplicação de vários métodos e o artigo Petó e Seller 2018 resume a aplicabilidade e comparação de resultados obtidos na utilização dos mesmos tanto como uma explicação sucinta na sua execução.

Existem várias técnicas de cancelamento de *clutter* utilizadas em radares passivos. Os algoritmos de filtragem no domínio do tempo utilizam o *reference signal* de modo a cancelar as réplicas do sinal com um desvio no tempo e de *Doppler* no canal de *surveillance*. Entre estes podemos salientar a aplicação das técnicas de filtragem de *Wiener* com *sample matrix inversion*, *Extensive Cancellation Algorithm* (ECA), *Extensive Cancellation Algorithm - Batched* (ECA-B), *Extensive Cancellation Algorithm - Sliding Window* (ECA-S) *Sequential Cancellation Algorithm* (SCA), *Least Mean Square* (LMS), *Normalized Least Mean Square* (NLMS) e *Recursive Least Squares* (RLS).

Como jeito de conclusão deste tópico, as figuras 4.6 e 4.5, retiradas do estudo Petri et al. 2012 representam a *performance* dos vários algoritmos nos dois aspetos mais relevantes, respetivamente no mapa de *range-Doppler* que permite a observação da distorção e resolução do algoritmo e do aumento de SINR em relação ao custo computacional medido em *Floating Point Operations per Second* (FLOPS).

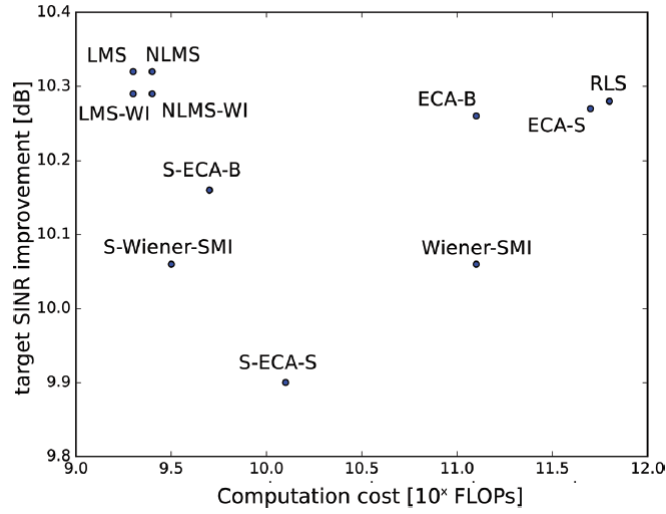


FIGURA 4.5: Mapa da *performance* dos algoritmos de acordo com o aumento de SINR e *computation cost* em FLOPS (Figura 16 Petó e Seller 2018)

Destes resultados obtidos, é de realçar o algoritmo ECA-S que obteve a melhor *performance* ao custo de um grande *computation cost*. Contudo, pode-se observar os algoritmos do tipo LMS e NLMS, que apesar de terem um bom aumento de SINR com pouco custo computacional, apresentam, como observável na figura 4.6, uma grande distorção no mapa *range-Doppler*. Também é de notar, que na figura 4.5, o aumento de SINR é pouco relativamente ao custo computacional, isto porque o referencial não está normalizado, ou seja, a janela do eixo das ordenadas toma valores entre 9.8 e 10.4dB enquanto a janela do eixo das abcissas toma valores entre  $10^9$  e  $10^{12}$  FLOPS.

#### 4.1.2 Reconstrução e equalização do sinal direto

Uma das principais diferenças do radar passivo para o radar ativo é que no último o *reference signal* é conhecido visto que é transmitido pelo próprio radar. No caso do radar passivo, a utilização de iluminadores de oportunidade tem como consequências o não conhecimento do sinal direto, visto que para além de receber o mesmo, recebemos as suas réplicas atrasadas no tempo e em *Doppler* e ainda ruído.

De forma a melhorar o sinal direto em quando este é digital, neste subcapítulo vão ser discutidos dois métodos diferentes para a remoção de *multipath* e remoção de picos espúrios formados na função de ambiguidade.



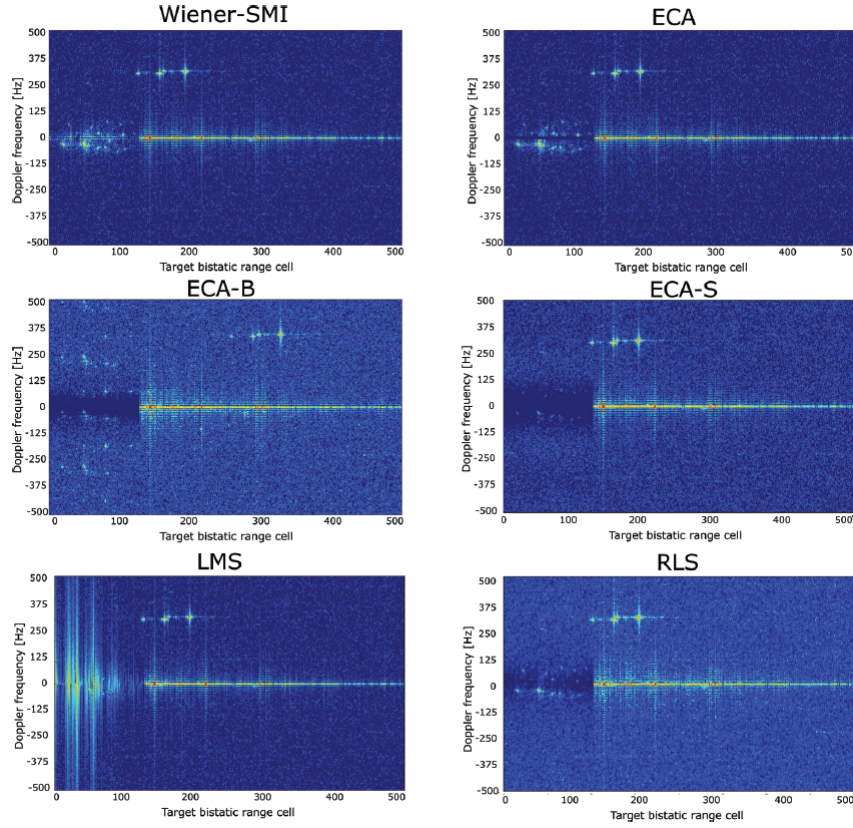


FIGURA 4.6: Mapas de *range-Doppler* dos diferentes algoritmos utilizados (Figura 14 Petó e Seller 2018)

## Reconstrução do sinal direto

Alguns sinais digitais transmitidos, como DVB-T em específico, permitem a reconstrução do sinal direto através da desmodulação e re-modulação do sinal direto recebido. Por forma a reconstruir o sinal direto, no caso da DVB-T, é importante conhecer o comprimento do símbolo exprimido em amostras, isto porque se a frequência de amostragem do transmissor e do recetor for igual, o comprimento do sinal em amostras é inteiro e a sua receção consiste em meter o sinal no domínio da frequência, usando uma *Fast Fourier Transform* (FFT). Se este não for o caso, ou seja, que a frequência de amostragem do recetor não seja a definida pelo *standard* DVB-T, o comprimento do símbolo não vai ser um número inteiro e a constelação do sinal recebido vai ficar distorcida visto que os pontos depois de usar a FFT não vão corresponder às posições de cada subportadora. As soluções para este problema podiam passar por fazer uma nova amostragem do sinal por interpolação, mas isso ia introduzir grandes distorções. Existem várias soluções para este problema, como a utilização de outras transformadas, como a *Chirp-Z Transform* (CZT).

O próximo passo na recepção do sinal DVB-T é decodificar os símbolos *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM). Este processo passa por o cálculo inverso no espectro do sinal que foi realizado no transmissor, ou seja, se foi usado uma FFT no transmissor, para decodificar os símbolos OFDM usa-se uma *Inverse Fast Fourier Transform* (IFFT). É de notar que, como falado no parágrafo anterior, se a frequência de amostragem for diferente no transmissor e recetor, a FFT que é o mais comum, não pode ser usada. Ao invés, usa-se um método baseado na CZT, que não é abordado nesta dissertação, mas pode ser compreendido, tal como todo o processo de reconstrução do sinal direto para radares passivos no estudo Baczyk e Malanowski 2011.

De seguida, tem-se uma constelação do sinal direto reconstruído como na figura 4.7 e o próximo passo é a reprodução do sinal no domínio do tempo sem o efeito de *multipath*.

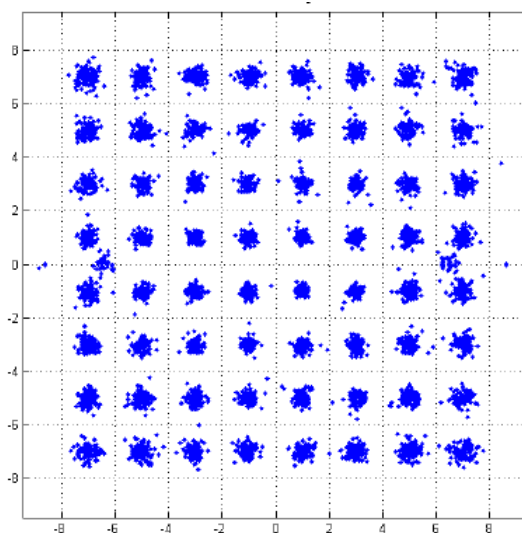


FIGURA 4.7: Constelação 64QAM (Figura 3.4 Martorella e Berizzi s.d.)

### Equalização do sinal direto

Em adição à remoção do efeito *multipath* com a reconstrução do sinal direto, é possível equalizar o sinal de forma a remover picos espúrios formados na função de ambiguidade como representados na figura 4.8 relativamente a sinais DVB-T.

Um algoritmo eficiente para remover estes picos espúrios passa por estimar tanto para o sinal direto  $S_{ref}$  como para um sinal, neste caso DVB-T, gerado localmente uma função de *Power Spectrum Density* ( $PSD$ ) e, equalizar através de uma função de filtragem  $H$  que posteriormente, é multiplicada com a transformada do

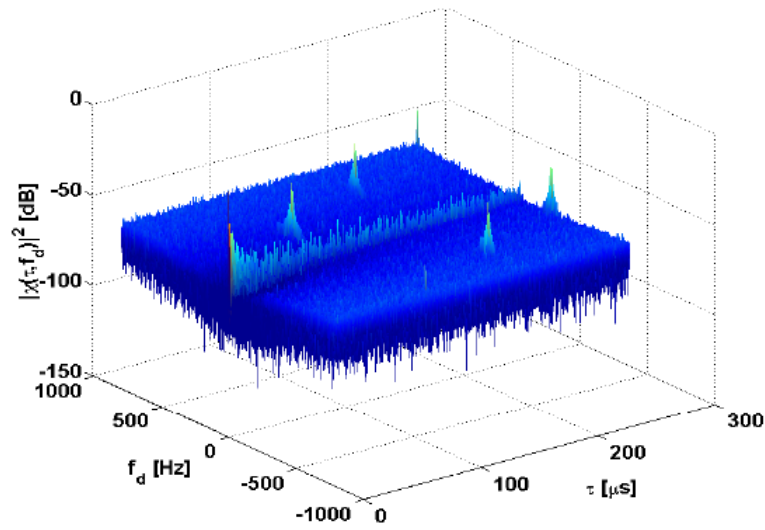


FIGURA 4.8: Função de ambigüidade - Sinal DVB-T - Presença de picos espúrios (Figura 3.5 Martorella e Berizzi s.d.)

signal direto  $S_{ref}$ . De seguida é aplicada a IFFT de forma a gerar um sinal direto mais limpo. Um esquema de blocos do algoritmo está representado na figura 4.9.

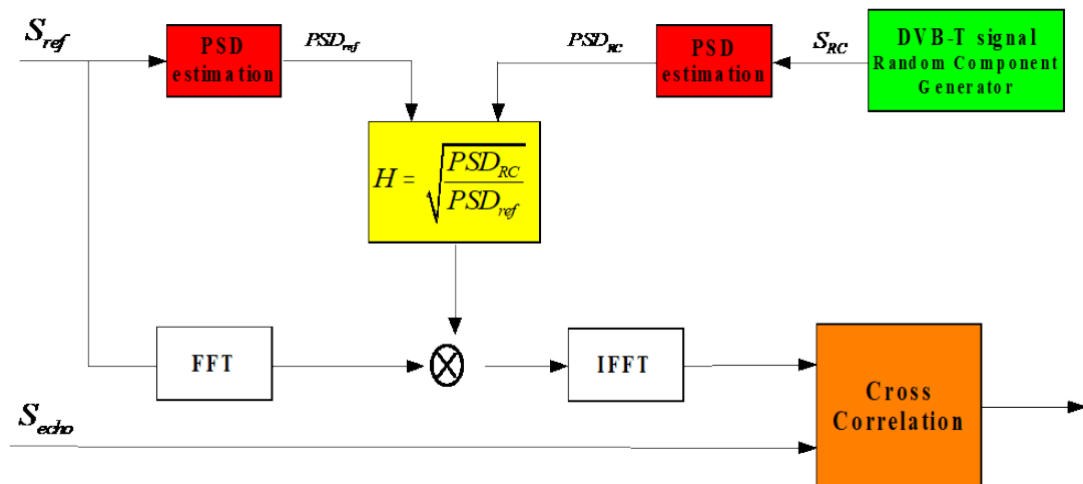


FIGURA 4.9: Diagrama de blocos - Algoritmo de equalização (Figura 3.6 Martorella e Berizzi s.d.)

## 4.2 Simulação

### 4.2.1 Função de Ambiguidade

Uma ferramenta que permite analisar as propriedades do sinal utilizado como iluminador de oportunidade é a função de ambiguidade. Esta função é bidimensional no *time-delay* e em *Doppler*, que representa a distorção devido ao filtro adaptado do recetor, falado no início deste capítulo e às propriedades do sinal.

Para um sinal  $s(t)$ , a sua função de ambiguidade é obtida pela equação 4.17.

$$\chi(\tau, f) = \int s(t) s^*(t - \tau) e^{2\pi j f t} dt \quad (4.17)$$

, ou seja, a auto-correlação do sinal recebido.

Utilizando o *matlab* e as ferramentas que este dispõe, é possível calcular funções de ambiguidade de diversos sinais, tendo como um exemplo a figura 4.10 que é resultado do código em anexo I apresentado pelo matlab para fazer funções de ambiguidade consoante as características do sinal.

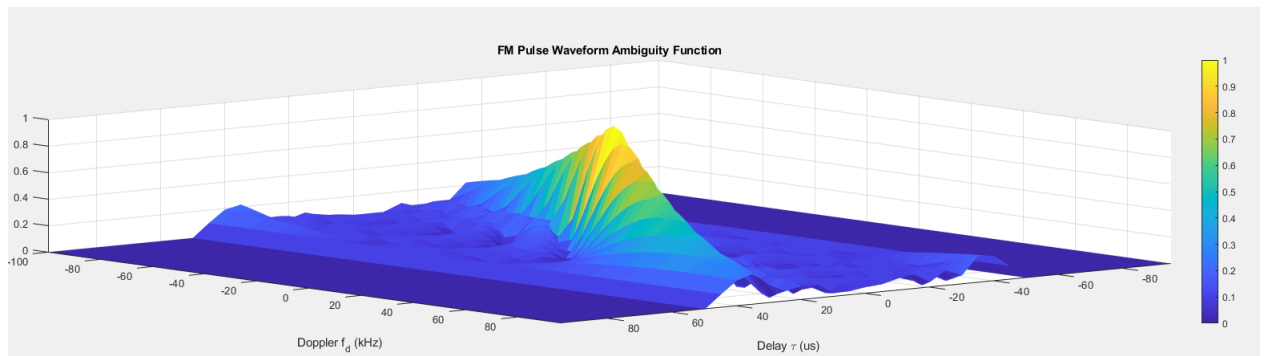


FIGURA 4.10: Função de ambiguidade para um pulso FM

### Sinais FM

Um dos fatores que influencia a performance do sistema é a largura de banda, o que no caso de sinais FM é dependente do tipo de música que é transmitido.

A figura 4.11 é retirada de uma estação a transmitir notícias que corresponde aos gráficos de cima e a transmitir música pop, representado no gráfico de baixo. As principais conclusões que se podem retirar da análise da função de ambiguidade de ambas é que quando é transmitida música, especialmente estilos de músicas como *hard rock*, a largura de banda do sinal transmitido aumenta o que provoca uma

função mais estreita e com menor intensidade em redor dos planos de zero *Doppler* e zero *delay*. Consequentemente, este tipo de transmissões permitem uma melhor detecção não só em alcance, como em *Doppler*.

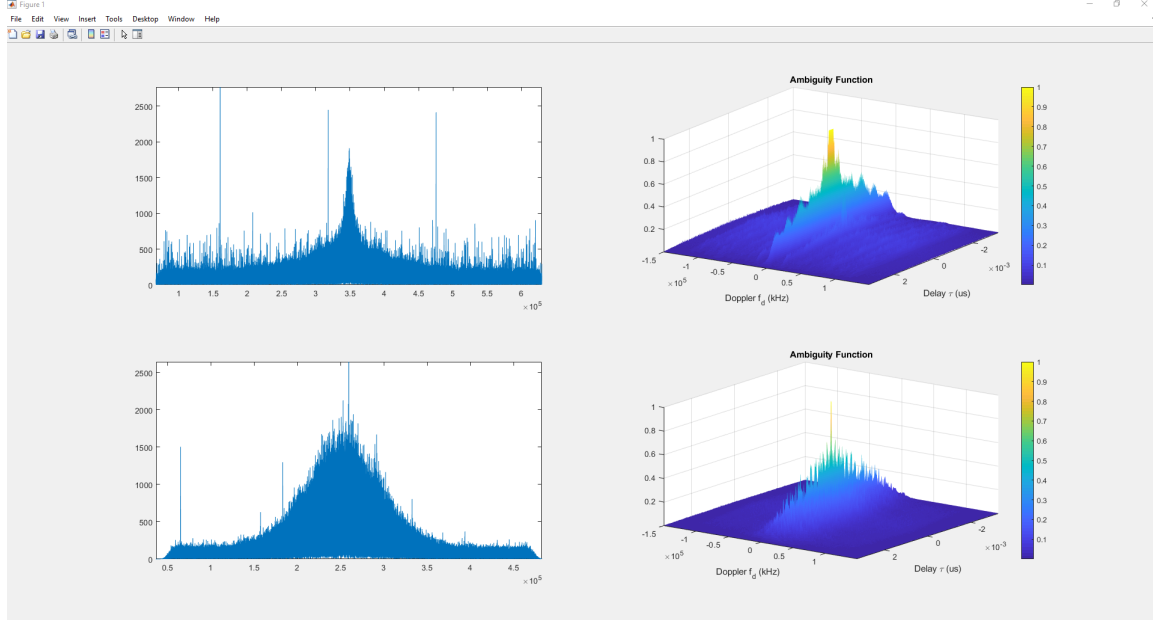


FIGURA 4.11: Função de ambiguidade para um pulso FM retirada de uma estação a dar notícias e música pop

### Sinais DVB-T

Para obter as funções de ambiguidade dos sinais DVB-T foi utilizado o LimeSDR com duas antenas de  $24dB$ , como descrito no Capítulo 6. É de notar que a antena utilizada no lado direito tem um ganho relativamente superior, o que se deve às fichas que foram cravadas, mas que não tem muito impacto na função de ambiguidade. Dito isto, é mais adequado utilizar este canal para o sinal refletido e o com menor ganho para o sinal direto.

Através da equação 4.18, na frequência  $f_0 = 602MHz$  que é utilizada nesta zona para DVB-T, com  $c = 3 \times 10^8 m/s$ , obtém-se um valor de de variação de frequência de  $100Hz$  para  $50m/s = 180km/h$ , ou seja, para uma distância ao alvo com valores inferiores a  $15m$ , segundo a equação 4.19 para um *delay* de  $1 \times 10^{-7}$ , é muito difícil a detecção da velocidade do alvo.

$$\Delta f = \frac{\Delta v}{c} f_0 \quad (4.18)$$

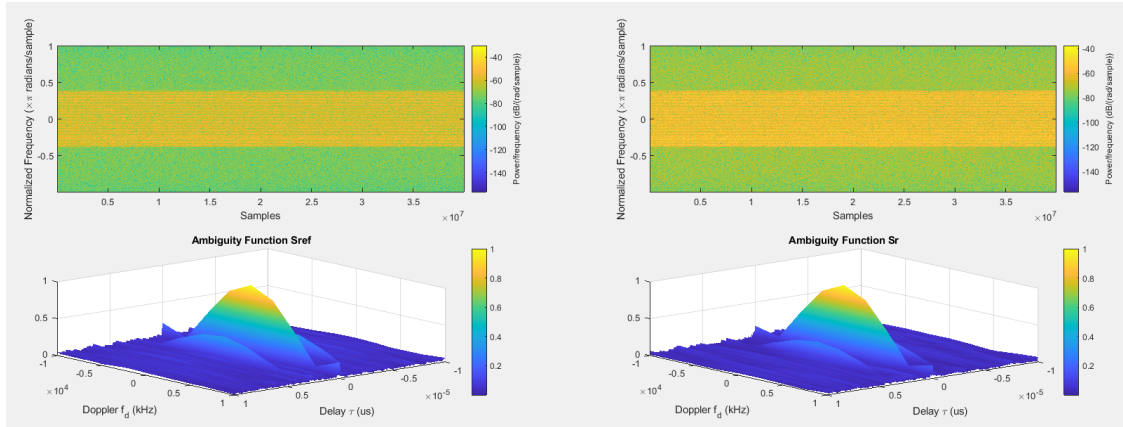


FIGURA 4.12: Função de ambiguidade para dois sinais DVB-T

$$Range = \frac{c \times delay}{2} \quad (4.19)$$

@

# Capítulo 5

## Aplicação

### 5.1 Sistema Desenvolvido

O principal objetivo da componente prática da dissertação é não só recolher sinais e criar a sua função de ambiguidade, mas principalmente detetar um objeto estático e em movimento. Para realizar estas tarefas foi utilizado um transmissor e recetor LimeSDR USB, visto ser um equipamento que permite a realização da experiência com um custo relativamente barato. As suas principais características estão apresentadas na seguinte tabela e a sua documentação em <https://wiki.myriadrf.org/LimeSDR-USB>.

Caraterística	Descrição
<i>RF Transreceiver</i>	LMS7002M
<i>Oscillator</i>	Rakon RPT7050A @30.72MHz
Banda de frequência	100kHz - 3.8GHz
Largura de banda máxima	61.44MHz

TABELA 5.1: Caraterísticas do LimeSDR USB

Por forma a reduzir o ruído a alimentação é feita através dum *power bank* de 20000mAh. Isto é conseguido com um cabo em "Y" que vem com o LimeSDR, que separa a entrada de dados da alimentação do equipamento.

As duas antenas utilizadas, tanto para o canal de receção do sinal direto como do sinal refletido são antenas *One for all Yagi* de exterior para televisão, com 24dB.

Para a ligação entre o *LimeSDR* e as antenas foram utilizados cabos coaxiais RG-58 com 1m de comprimento onde foram cravadas fichas SMA, como representado na figura 5.1.



O repositório que contém as drivers que permitem trabalhar com o LimeSDR a partir do MATLAB foram desenvolvidos inicialmente e disponibilizado no link <https://github.com/jocover/Simulink-MATLAB-LimeSDR> em Agosto de 2017 por Jocover, posteriormente adaptado e atualizado em Dezembro de 2019 por Damir Rakhimov para a versão do LimeSuite 19.04 acessível no *github* do mesmo, <https://github.com/RakhDamir/LimeSDR-Matlab>. Todos os passos de instalação e configuração do sistema encontram-se disponibilizados no seu *github*.



FIGURA 5.1: Entrada LimeSDR

Para o estudo da detecção de alvos utilizando sistemas de detecção passivos, foi utilizado sinais DVB-T (a figura 5.2 é uma captura de ecrã da visualização do sinal DVB-T recebido no local da experiência utilizado o programa SDR Console) dos transmissores de Palmela ( $38^{\circ}33'23.02''N$   $8^{\circ}54'27.56''W$ ) e Cruz de Pau ( $38^{\circ}37'3.78''N$   $9^{\circ}7'2.31''W$ ), ambos a transmitir nas frequências  $598 - 606 MHz$ , e a posição do estudo foi em Brejos de Azeitão ( $38^{\circ}32'11.10''N$   $9^{\circ}1'21.43''W$ ), conforme a figura 5.3. Os sinais DVB-T são de grande interesse para a detecção com radares passivos como abordado no Capítulo 1, visto que entre os disponíveis como iluminadores de oportunidade, estes apresentam uma boa cobertura e largura de banda, o que se reflete numa boa resolução em alcance. Para uma melhor compreensão do panorama geográfico, a imagem 5.3 representa os transmissores a amarelo, os utilizados a



amarelo com um risco preto por baixo e a posição da experiência com um círculo azul.

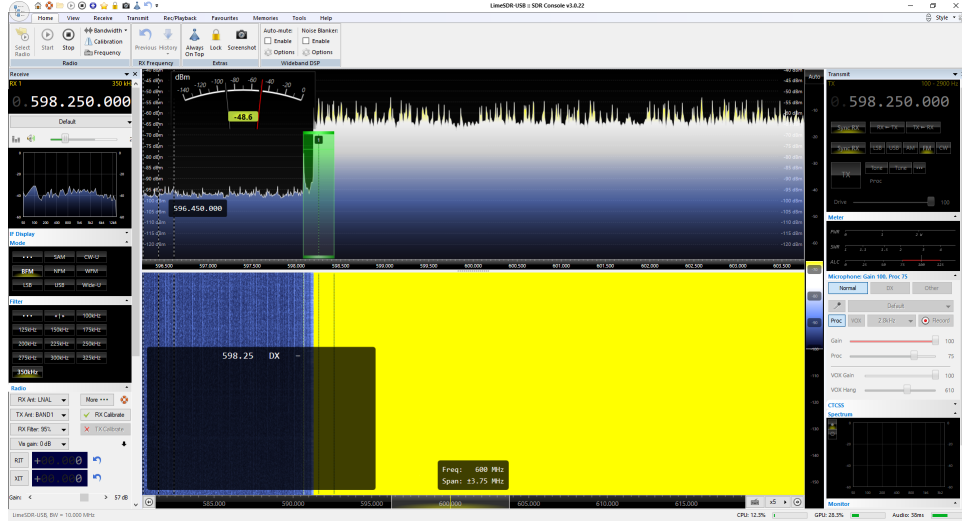


FIGURA 5.2: Sinal DVB-T recebido no local

Nesta experiência, a antena que recebe o sinal direto estava direcionada para Palmela, recebendo também sinal direto do transmissor da Cruz de Pau em virtude da pouca diretividade da antena, enquanto a antena que recebe o sinal refletido estava posicionada de modo a apontar noutra direção, como na figura 5.4. Recordando o Capítulo 3, concluiu-se que as duas antenas ao estarem em sentidos opostos, os lóbulos posteriores iam receber muito sinal indesejado, neste sentido, optou-se por alterar a geometria da experiência para evitar este problema.

Antes de apresentar os resultados, é necessário compreender a situação em que se está inserido e as limitações do equipamento para se conseguir tirar conclusões coerentes. Com isto, os dois parâmetros a serem considerados inicialmente é a resolução em *Doppler* e em alcance. Da expressão 2.3, é dada a resolução em alcance para o caso bistático. Visto que o ângulo  $\beta$ , entre o transmissor e o recetor toma valores perto dos  $0^\circ$ , o termo  $\cos\left(\frac{\beta}{2}\right) = 1$ , logo, reduz-se ao caso monostático, e obtém-se o resultado em 5.1.

$$\delta_r = \frac{c}{2B \left( \cos \frac{\beta}{2} \right)} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \times 8 \times 10^6 \left( \cos \frac{0}{2} \right)} = 18.75m \quad (5.1)$$

Portanto, teoricamente, não é possível distinguir dois alvos com uma distância entre eles menor que  $18.75m$ , e logicamente se o alvo estiver em movimento só irá ser detetado a mudança de célula de resolução a cada  $18.75m$ .

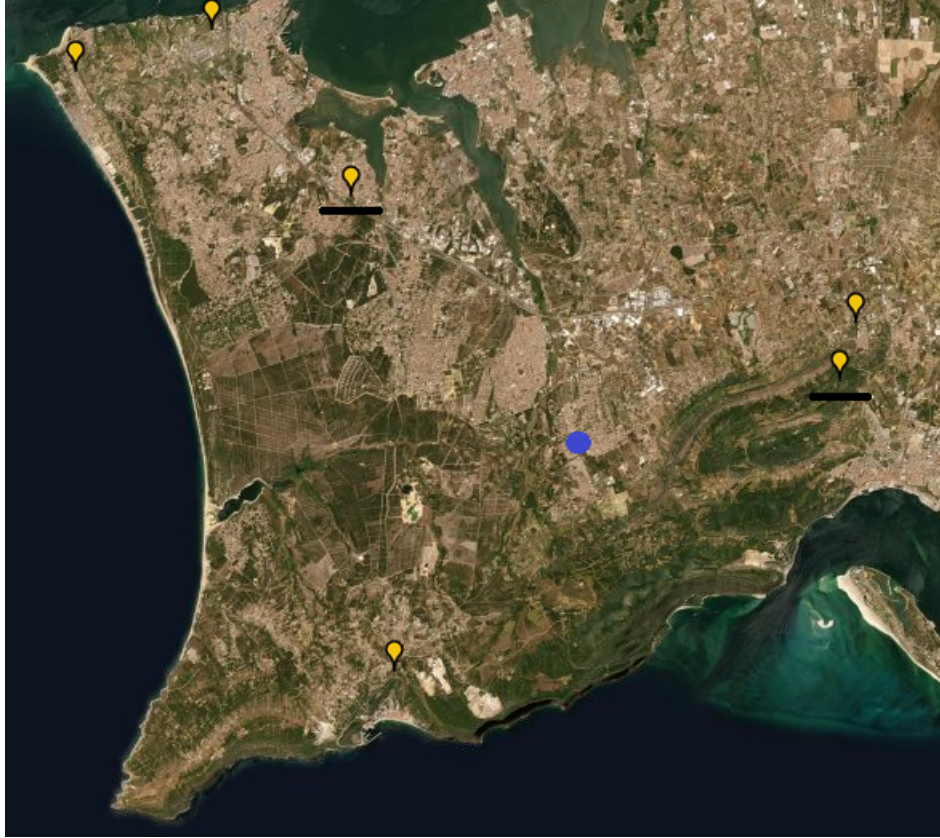


FIGURA 5.3: Mapa de emissores e local da experiência

No caso do desvio de *doppler*, a resolução é dada pela expressão 2.7, para o caso do recetor estático e alvo em movimento. Desta, para as mesmas condições acima definidas e um tempo de integração de  $1s$ , resulta uma resolução em *Doppler* de  $2.5m/s$ . No entanto, com uma frequência de amostragem utilizada de  $17MHz$  os cálculos são computacionalmente demasiado pesados para o *Matlab* conseguir calcular, para qual a solução ótima seria a aplicação de algoritmos por forma a reduzir este peso, mas a utilizada foi a redução das amostras utilizadas para valores inferiores a  $0.1\%$ . Isto tem como consequência a diminuição do tempo de integração para  $0.1\% \times 1s$  e o agravamento da resolução em *Doppler* para valores extremamente elevados, na ordem das centenas de  $m/s$ .

$$\Delta v = \frac{3 \times 10^8}{\frac{602 \times 10^6}{2 \times 1}} = 0.25m/s \quad (5.2)$$

Uma das principais limitações do sistema é a dessincronização em fase do sinal recebido nos dois canais, que depende da frequência do mesmo (Kraus 1988). Uma possível solução, passa pela deteção da diferença de fase entre os dois canais



FIGURA 5.4: Disposição do sistema no local da experiência

para os parâmetros utilizados e posterior correção de modo a que ambos cheguem com a mesma fase aos dois canais. Em dezembro de 2019, Damir Rakhimov desenvolveu um programa em MATLAB que permite verificar a diferença de fase consoante a frequência.

Deste programa, em anexo II, retira-se gráficos mais importantes para a análise desta limitação representados pelas figuras 5.5 e 5.6.

Na figura 5.5 é representada a diferença de fase em graus ( $-200^\circ$  a  $200^\circ$ ), consoante a variação da frequência em relação à frequência central ( $f_c = 602MHz$ ). É possível observar que ao variar a frequência resulta numa alteração de fase de  $-200^\circ$  a  $200^\circ$ , mas que uma parte considerável das amostras se mantêm entre os  $-50^\circ$  e  $50^\circ$ . É de notar, também, que a largura de banda utilizada toma o valor de  $8MHz$ , portanto deve-se ter em consideração para análise a escala na frequência de  $-4 \times 10^6 Hz$  a  $4 \times 10^6 Hz$ .

Na figura 5.6 é representado o histograma do desvio das amostras ( $T_o$ ) em relação ao período do sinal ( $T_s$ ), isto é, para cada amostra é calculado o desvio temporal entre os dois canais, dividindo-se pelo tempo total do sinal. Pode-se observar que a diferença de tempo entre os canais é muito imprevisível, apesar de haver uma

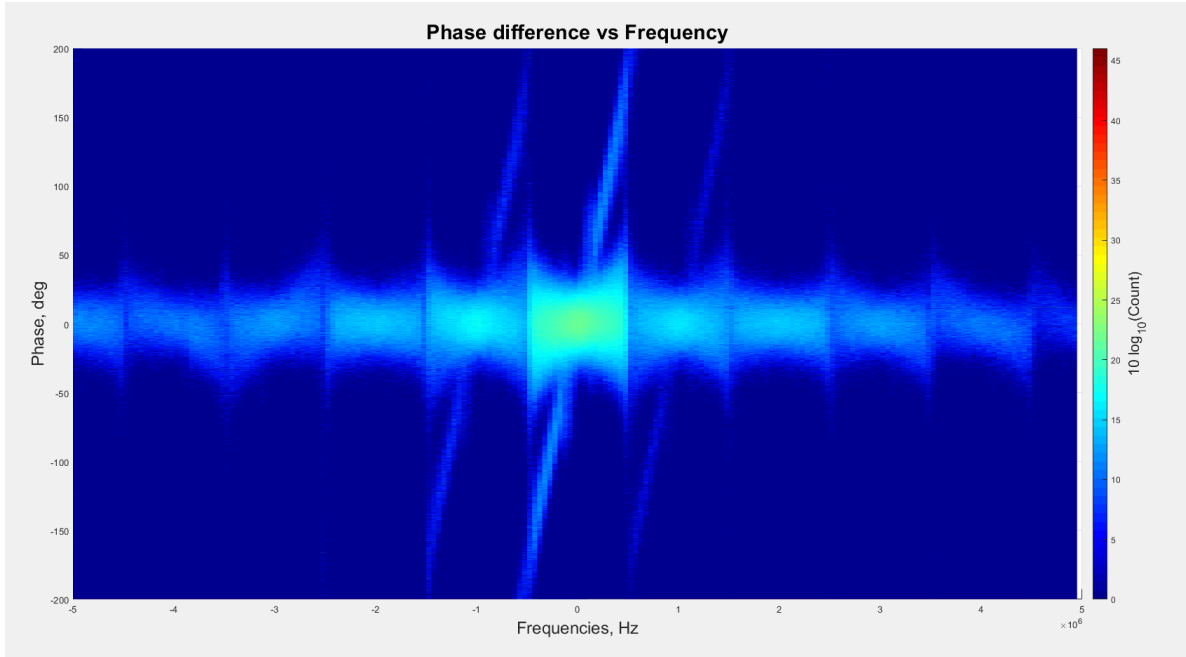


FIGURA 5.5: Gráfico que representa a diferença de fase consoante a frequência

maior concentração de amostras em  $\frac{T_o}{T_s} = -0.45$ , não sendo possível corrigir esta diferença de forma eficaz.

## 5.2 Resultados

Considerando todas as condições descritas acima para a realização da experiência, os resultados permitiram a deteção do alvo mas com muitas condicionantes, tornando o sistema de baixo custo muito limitado, o que era de esperar.

Todas as amostras foram retiradas com o sistema descrito anteriormente e utilizando o programa no Apêndice B. Inicialmente são introduzidos os parâmetros em variáveis e depois de aberto o *LimeSDR* com o comando `dev = limeSDR()` são inseridos nos dois canais de receção, rx0 e rx1, com a adição do `dev.rx0.antenna = 2` que indica que o *low noise amplifier* a ser utilizados pelo *LimeSDR* é o LNAL, adequado para frequências entre os 0 – 2000MHz. Posteriormente os parâmetros são lidos depois de introduzidos para haver registo e verificar se correspondem ao desejado e também é feita a leitura da temperatura do dispositivo visto que este tem tendência a aquecer rapidamente e isto afeta a sua *performance*. De seguida são criadas as matrizes de zeros que vão alojar o sinal recebido, são autorizados os parâmetros nos canais e calibrados os canais de receção para a frequência desejada. Com isto, é iniciado a recolha de dados dos dois canais ao mesmo tempo com o comando

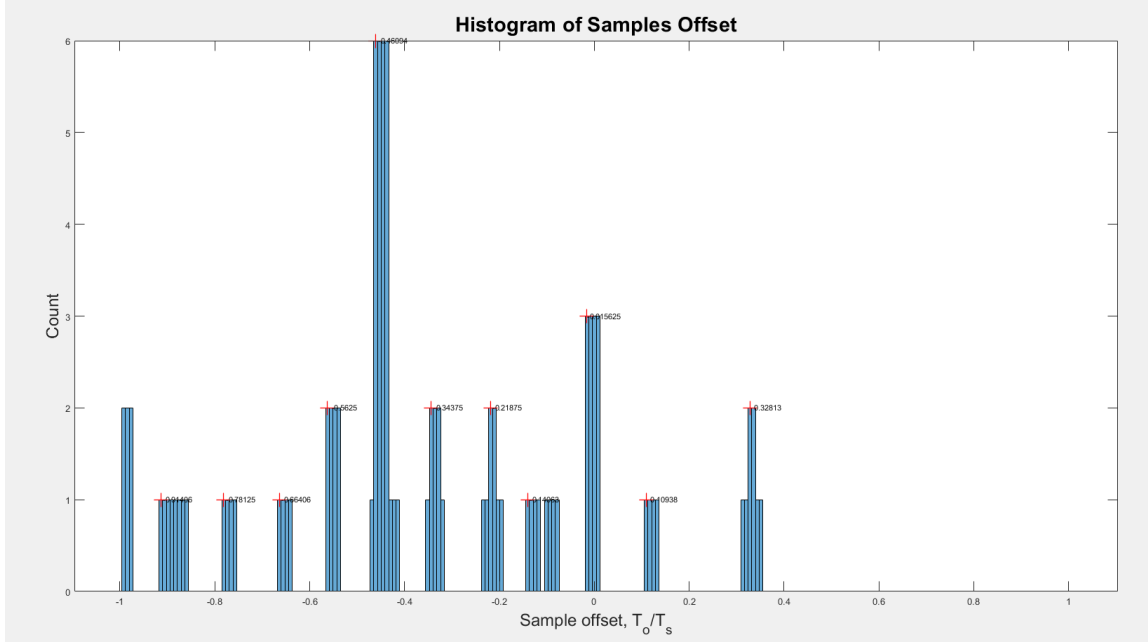


FIGURA 5.6: Histograma do desvio das amostras

*dev.start()* de modo a que as unidades de tempo coincidam nas duas amostras, o que é crucial para que os resultados sejam fidedignos. Durante o tempo de recolha que termina com o comando *dev.stop()*, o sistema vai recolher  $Fs * Ts$  amostras no canal 0 e 1 para as variáveis *samples* e *samples1*. Posto isto, é necessário reduzir o numero de amostras para se conseguir fazer a correlação sem que o MATLAB fique sem memória e, posteriormente, utilizando a função *ambgfun* consegue-se fazer as funções de ambiguidade assim como a correlação entre os dois sinais recebidos  $x$  e  $x1$ . Finalmente são desenhados os espectro-gramas dos sinais recebidos tanto como as suas funções de ambiguidade e a correlação.

A experiência foi dividida em 2 medições:

- Na primeira, um carro foi metido a 15m parado com um tempo de integração de 0.2s (figura 5.8);
- No segundo caso, aumentou-se o tempo de integração para 2s e fez-se passar o carro a uma velocidade de aproximadamente 40km/h com uma posição inicial a 15m da antena que recebe o sinal refletido e passando a 1m desta na sua posição mais próxima, como observável na figura 5.7(figura 5.9 e 5.10).

A janela escolhida para o *Delay*, vai do valor  $-3 \times 10^{-7}$  a  $3 \times 10^{-7}$ , o que segundo a expressão 5.3 onde  $t$  representa o *delay* corresponde ao intervalo de  $-45m$  a  $45m$  e cada unidade representa 15m. Para a escala de *Doppler*, segundo





FIGURA 5.7: Configuração da experiência no local

a expressão 5.4, para a frequência utilizada, cada  $10m/s = 36km/h$  representa um desvio em *doppler* de  $20Hz$ .

$$Range = \frac{c \times t}{2} \quad (5.3)$$

$$f_d = \frac{v}{c} f_0 \quad (5.4)$$

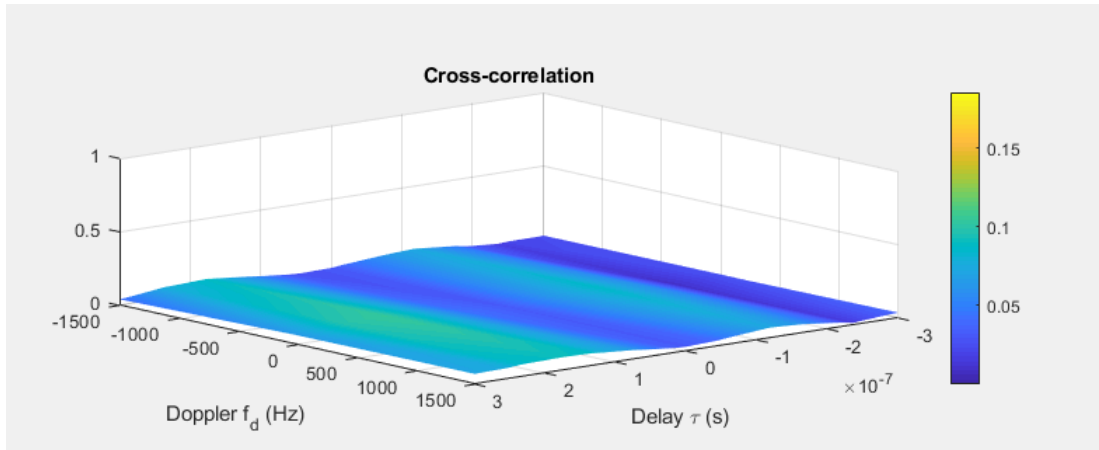


FIGURA 5.8: Resultado do caso 1

Neste primeiro caso, verificamos a presença do carro na zona do  $-1 \times 10^{-7}s$  que se estende desde  $-0.5 \times 10^{-7}s$  a  $-2 \times 10^{-7}s$  que pode ser justificado com a resolução em alcance calculada com o valor de aproximadamente  $19m$  correspondente a aproximadamente  $1.2 \times 10^{-7}s$ . O facto da frequência estar estendida para valores muito altos tem que ver não só com a resolução em *Doppler* ser muito inadequada,

mas maioritariamente pelo desalinhamento na amostragem dos dois canais de receção. Apesar de existir um comando que inicie ao mesmo tempo, o equipamento apresenta um defeito que desalinha a receção dos dois canais consoante o tempo de integração e a frequência, sendo que quanto maior valor estes tomarem, maior desvio haverá.

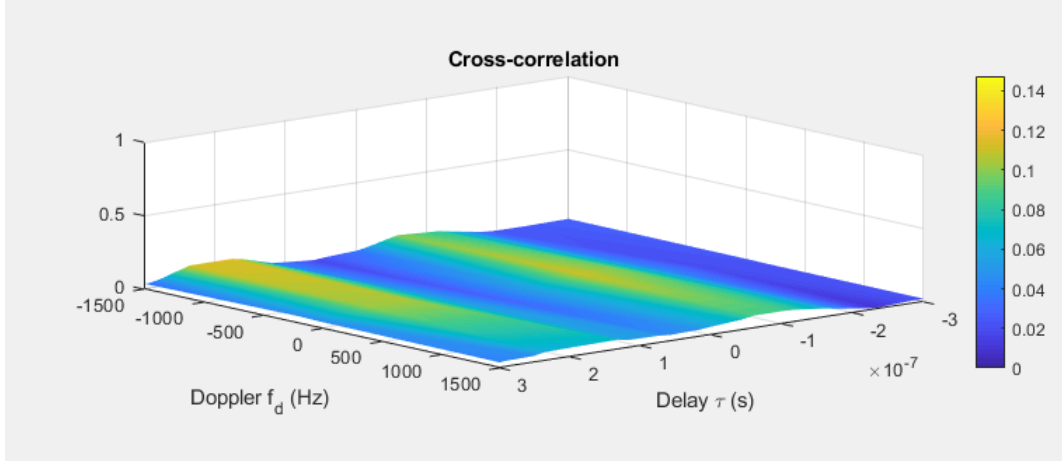


FIGURA 5.9: Resultado do caso 2

Ao analisar o segundo caso, pode-se observar que por aumentar o tempo de integração, aumenta a intensidade da correlação de um alvo em relação às zonas onde não existe correlação.

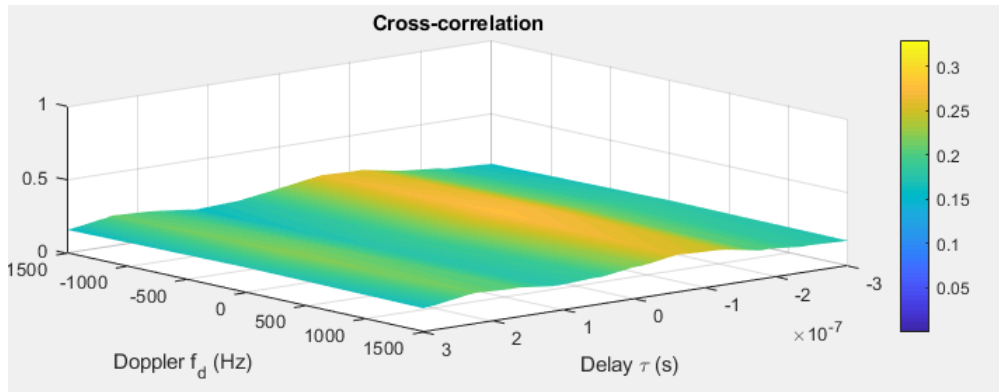


FIGURA 5.10: Resultado do caso 2 com soma das amostras em diversas partes da matriz

Ainda com os valores do segundo caso, mas somando amostras de diversas partes da matriz, é possível aumentar a intensidade da correlação no alvo se estivermos a utilizar zonas em que o carro se encontrava a refletir mais energia, ou seja, casos em que o carro estivesse mais perto e dentro da zona do diagrama de radiação da antena que tem maior intensidade. Para isto, foram usados os dados gravados do caso 2 e utilizado um programa no Apêndice C que permite escolher as amostras

de tempo da matriz que se querem analisar e fazer a correlação em cada uma delas. Com vista a obter o valor que o carro esteve mais perto do sistema realizou-se uma correlação apenas em *delay* e ver para que tempo a intensidade é máxima. No caso 2 obteve-se o valor de  $0.9s$  como o tempo em que o carro esteve mais próximo do radar, como se pode observar na figura 5.11.

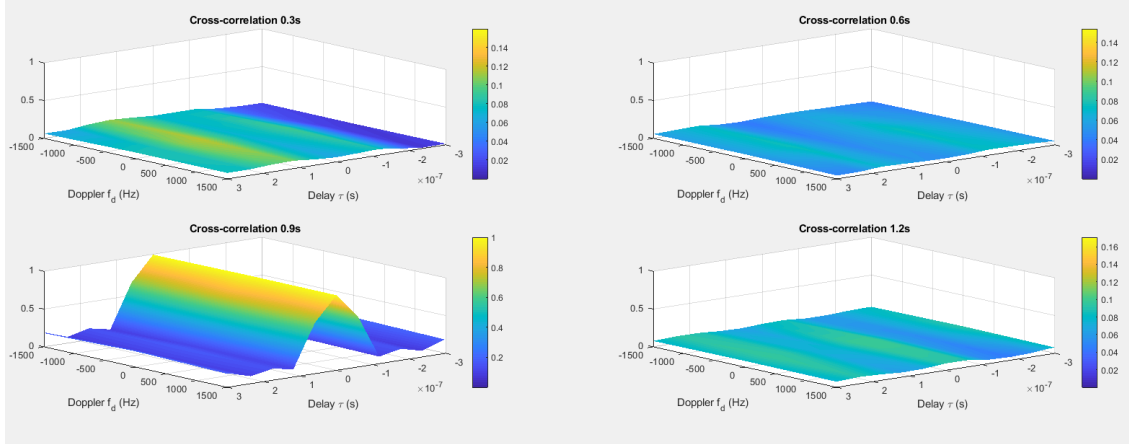


FIGURA 5.11: Caso 2 dividido em 4 correlações, para  $t = 0.3s, 0.6s, 0.9s, 1.2s$



# Capítulo 6

## Conclusão

### 6.1 Sumário

O radar passivo consiste num sistema capaz de contornar problemas como a detecção através de sistemas de contra-medidas e o elevado preço dos radares convencionais. Apresenta-se igualmente, como uma boa ferramenta para a detecção de alvos *stealth*, em virtude da sua geometria bistática e, idem, o espaço iluminado pelo radar passivo ser o espaço complementar ao iluminado por um radar convencional. No entanto, tudo tem um preço, e o radar passivo não é exceção. Em razão do número elevado de amostras e o processamento do sinal, o sistema implica um elevado custo computacional e consequentemente existe uma necessidade de processamento digital avançado.

Ao aproveitar sinais existentes no espectro eletromagnético, não existe mais poluição do mesmo, mas encontra-se um grande problema, que é o sinal não estar adaptado para a situação em particular tornando o processamento um processo muito mais complexo e limitado. Há poucos casos em que o iluminador pode estar adaptado, mas são em situações específicas como a utilização de sistemas SAR para a formação de imagem.

### 6.2 Discussão e Conclusões

Em virtude das questões delineadas e objetivos traçados, retiraram-se as seguintes conclusões:

- A dessincronização dos dois canais de receção revela-se problemática no sentido em que a diferença de fase entre o sinal recebido em ambos os canais ocasiona uma acentuada distorção em *Doppler*, que é observável em todas as amostras obtidas. Esta foi uma das limitações mais problemáticas e mais difíceis de

resolver, uma vez que a dessincronização não é coerente e conseqüentemente, difícil de prever (figura 5.5 e 5.6).

- A segunda conclusão, como já abordada no Capítulo 3, debruça-se sobre a pouca diretividade da antena utilizada. O seu diagrama de radiação (3.13) apresenta pouca diretividade no lóbulo principal e um lóbulo posterior com muita intensidade. Isto provoca a receção do sinal direto e do refletido na mesma antena o que influencia a veracidade e fiabilidade dos resultados;
- Como terceira conclusão, é importante abordar o tema da reconstrução e equalização do sinal direto, conforme presente no Capítulo 4. A deteção com recurso a um radar PCL baseia-se no cálculo de uma função de ambiguidade cruzada entre o sinal de direto e o refletido no objeto. Idealmente, o sinal recebido na antena de referência a apontar para o transmissor é uma cópia perfeita do sinal transmitido. No entanto, isto não acontece devido essencialmente a dois fatores: ao ruído introduzido, o que provoca maior distorção; e não ter acesso ao sinal direto a partir da localização do recetor, o que origina a necessidade deste ter de ser obtido por outra via. Uma abordagem a este constrangimento é recriar o sinal transmitido através da descodificação do sinal recebido e posterior codificação, obtendo assim uma cópia muito menos ruidosa do sinal transmitido.
- Dos resultados do Capítulo 5 são feitas observações à relação entre o tempo de integração e a intensidade da correlação. De um modo geral, pode-se concluir que ao aumentar o tempo de integração e usando mais amostras, tem-se uma melhor relação sinal-ruído.
- Ainda no Capítulo 5, aufere-se a utilização de diversas amostras divididas em vários instantes de tempo somados, ou seja, em vez de se utilizar os primeiros  $x$  elementos da amostra, utilizam-se os mesmos  $x$  elementos divididos ao longo da matriz. A pouca capacidade de memória e processamento do MATLAB para este fim implica a utilização de soluções não ideais como esta. Ao utilizarem-se amostras em diferentes marcas temporais somadas, obtemos melhores resultados que utilizando o mesmo número de amostras, mas apenas numa zona da matriz. Isto era de esperar visto que se cobre um tempo de integração mais abrangente com o mesmo número de custo computacional.
- Um problema que afeta bastante a capacidade do radar prende-se ao facto de ter sido utilizada uma correlação simples. Como abordado no Capítulo 4, o custo computacional de fazer uma correlação para milhões de amostras, e

sabendo que maior tempo de observação resulta em melhor resolução, é muito elevado e não é suportável pelas máquinas a que temos acesso diariamente. Isto intensifica a implementação de algoritmos como a *Direct FFT*, *Correlation FFT* ou o algoritmos de *Batches* que simplifiquem a correlação e contornem o problema do alto custo computacional. Ao não aplicar estes algoritmos os resultados ficam muito degradados, visto trabalhar-se com menos amostras do que o ideal.

Em suma, o sistema de radar PCL é muito vantajoso pelas demais razões já identificadas várias vezes e pode-se tornar um sistema muito mais económico, no entanto é necessário um processamento de sinal muito avançado e pesado. A não aplicação de determinadas técnicas compromete em grande parte a operacionalidade e veracidade dos resultados obtidos pelo radar. No entanto, a presente dissertação e resultados apurados, permitem guiar futuros projetos e trabalhos de forma a escolher caminhos em que obtenham melhores resultados e permite saber o foco de trabalho para a resolução de determinados problemas.

## 6.3 Cenários Possíveis - MARINHA

“O projeto DESARMAR é uma iniciativa de investigação para o desenvolvimento de um sistema SAR passivo baseado em SDR a bordo de um sistema autónomo aéreo para monitorização e proteção do espaço litoral. Este projeto pretende investigar o potencial deste novo tipo de tecnologia e aplicá-lo à vigilância e patrulhamento costeiro, fazendo uso de algoritmos de seguimento para identificar eventos de risco e ameaças de origem humana ou natural, permitindo assim a mitigação dos seus impactos (quer de um ponto de vista económico, quer social e ambiental)”. Este trabalho de investigação poderá inserir-se neste projeto de forma a contribuir para o estudo nas limitações da deteção utilizando um sistema de radar passivo. O projeto torna-se mais ambicioso com a utilização deste tipo de radares a bordo de um sistema autónomo aéreo e para a formação de imagem, porém as lições aprendidas com esta dissertação podem direcionar o projeto num caminho mais eficaz.

A presente investigação é importante para a Marinha Portuguesa pelo conhecimento do sistema, potencializando uma nova realidade com inúmeras aplicações de interesse para a mesma. Um bom exemplo é o projeto *Software-defined Multi-band Array Passive Radar for maritime surveillance* (SMARP), que tem por objetivo

projetar e construir uma demonstração de um radar passivo de matriz multi-banda baseado em SDR com a finalidade de vigilância da costa.

## **6.4 Propostas para Trabalhos Futuros**

Uma das principais conclusões retiradas debruça-se sobre as poucas amostras utilizadas na correlação fazem com que o resultado seja muito degradado relativamente ao que podia ser. A primeira sugestão como complemento deste trabalho é a implementação de algoritmos discutidos ou não no Capítulo 4 e estudar a melhoria de resultados.

Como segunda sugestão, seria interessante realizar um estudo sobre a formação de imagem usando sistemas de radares passivos, indo ao encontro das necessidades da Marinha e dos seus projetos como o projeto DESARMAR.

# Referências Bibliográficas

- Aziz, Hafizah, M.Y. Hazwan, A.R. Emileen, raja syamsul azmir raja abdullah raja syamsul azmir, Kama Othman e Asem Salah (jun. de 2015). «RCS analysis on different targets and bistatic angles using LTE frequency». Em: vol. 3, pp. 658–663. DOI: 10.1109/IRS.2015.7226397.
- Baczyk, Marcin e Mateusz Malanowski (2011). «Reconstruction of the reference signal in DVB-T-based passive radar». Em: *International Journal of Electronics and Telecommunications* 57.1, pp. 43–48. ISSN: 20818491. DOI: 10.2478/v10177-011-0006-y.
- Baker, Prof Christopher (2019). «PCL Waveforms». Em: pp. 1–16.
- Balanis, Constantine (2016). *Antenna Theory: Analysis and Design*. 4th. New Jersey: John Wiley & Sons, pp. 1–1072. ISBN: 9789896540821. DOI: 10.2307/j.ctvfxvc64.18.
- Griffiths, H.D. e C.J. Baker (2005). «Passive coherent location radar systems.» Em: *IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation* 152.4, pp. 153–159. ISSN: <null>. DOI: 10.1049/ip-rsn. URL: [http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/ip-rsn%7B%5C\\_%7D20010473](http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/ip-rsn%7B%5C_%7D20010473).
- Griffiths, Hugh (2014). «Chapter 16 - Passive Bistatic Radar». Em: *Academic Press Library in Signal Processing: Volume 2*. Ed. por Nicholas D. Sidiropoulos, Fulvio Gini, Rama Chellappa e Sergios Theodoridis. Vol. 2. Academic Press Library in Signal Processing. Elsevier, pp. 813–855. DOI: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-396500-4.00016-8>. URL: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780123965004000168>.
- Griffiths, Hugh e Christopher J. Baker (2017). *An introduction to passive radar*.
- Heiner Kuschel (2019). «Passive Coherent Locator History and Fundamentals». Em: pp. 1–12.
- IEEE (1997). *The IEEE standard dictionary of electrical and electronics terms*. 6th. New York.
- Jeske, Daniel R. e Ashwin Sampath (2004). «Signal-to-interference-plus-noise ratio estimation for wireless communication systems: Methods and analysis». Em: *Naval Research Logistics* 51.5, pp. 720–740. ISSN: 0894069X. DOI: 10.1002/nav.20022.

- Kraus, John D- (1988). *Antennas*. Ed. por McGraw-Hill. 2nd. New Delhi.
- Malanowski, Mateusz e Krzysztof Kulpa (2008). «Analysis of integration gain in passive radar». Em: *Proceedings of the 2008 International Conference on Radar, Radar 2008* 7, pp. 323–328. DOI: 10.1109/RADAR.2008.4653940.
- Marco Martorella, Fabrizio Berizzi (2019). «Passive Radar Imaging». Em: *STO-MP-SET-187*, pp. 1–12.
- Martorella, Marco e Fabrizio Berizzi (s.d.). «PCL Detection Fundamentals». Em: (), pp. 1–19.
- Pető, Tamás e Rudolf Seller (2018). «Adaptive Clutter Cancellation Techniques for Passive Radars». Em: *Topics in Radar Signal Processing*. DOI: 10.5772/intechopen.71289.
- Petri, D, C Moscardini, M Martorella, M Conti, A Capria e F Berizzi (2012). «Performance analysis of the batches algorithm for Range-Doppler map formation in passive bistatic radar». Em: *IET Conference Publications*. Vol. 2012. 603 CP, pp. 1–4. ISBN: 9781849196765. DOI: 10.1049/cp.2012.1570.
- Willis (2005). *Bistatic Radar*. 2nd. Scitech. ISBN: 1891121456. DOI: 10.1049/sbra003e.
- Y. Rahmat-Samii, L. I. Williams e R. G. Yoccarino (1995). «The UCLA Bi-polar Planar-Near-Field Antenna Measurement and Diagnostics Range». Em: *IEEE Antennas & Propagation Magazine*, Vol. 37, No. 6.

## Apêndice A - Função de ambiguidade para ficheiros IQ

Código MATLAB para criar função de ambiguidade para dois ficheiros iq diferentes gravados em .wav:

```
clc
close all
clear all

% Read and info IQ file
info = audioinfo('noticiasrtl.wav');
[a,fs] = audioread('noticiasrtl.wav');

info2 = audioinfo('poprtl.wav');
[a2,fs2] = audioread('poprtl.wav');
% From 2 columns to a 1 column complex data
y = a;
y(:,2) = y(:,2)*1i;
y(:,1) = y(:,1) + y(:,2);
y(:,2) = [];

y2 = a2;
y2(:,2) = y2(:,2)*1i;
y2(:,1) = y2(:,1) + y2(:,2);
y2(:,2) = [];

% Column to vector - transpose
t = transpose(y);
x = t(1:1000);

t2 = transpose(y2);
x2 = t2(1:1000);

% Maths
[afmag,delay,doppler] = ambgfun(x,fs,10000);
```

```
afmag = afdmag*2;
afmag(afmag>1 )= 1;

[afmag2,delay2,doppler2] = ambgfun(x2,fs2,10000);
afmag2 = afdmag2*2;
afmag2(afmag2>1 )= 1;

% Figure plot
figure
subplot(2,2,1)
plot(abs(fftshift(fft(t))));

subplot(2,2,2)
surf(delay,doppler,afmag,'LineStyle','none');
shading interp;
axis tight;
grid on;
view([140,35]);
colorbar;
xlabel('Delay \tau (us)');
ylabel('Doppler f_d (kHz)');
title('Ambiguity Function');

subplot(2,2,3)
plot(abs(fftshift(fft(t2))));

subplot(2,2,4)
surf(delay2,doppler2,afmag2,'LineStyle','none');
shading interp;
axis tight;
grid on;
view([140,35]);
colorbar;
xlabel('Delay \tau (us)');
ylabel('Doppler f_d (kHz)');
title('Ambiguity Function');
```



## Apêndice B - Radar Passivo

Código MATLAB para criar função de ambiguidade para dois sinais adquiridos pelo LimeSDR com o MATLAB e fazer a correlação entre estes:

```
% Author of the LimeSDR MATLAB compatibility program:
%   Damir Rakhimov, CRL, TU Ilmenau, Dec 2019

% Author of the current program, based on the simple RX by Damir Rakhimov:
%   Afonso Sénica, Escola Naval, June 2020


clc
clear all

addpath('..\_library') % add path with LimeSuite library

% Initialize parameters
TotalTime = 1;          % Time of observation, s
Fc         = 602e6;      % Carrier Frequency, Hz
Fs         = 17e6;       % Frequency of sampling frequency, Hz
Ts         = 2;          % Signal duration, s
Fsig       = 602e6;      % Frequency of desired signal, Hz
Asig       = 1;          % Amplitude of signal, V
BW         = 8e6;        % Bandwidth of the signal, Hz (5-40MHz and 50-130Mhz)
Gain       = 24;         % Receiver Gain, dB

% Open LimeSDR
dev = limeSDR(); % Open device

% Setup device parameters.
dev.rx0.frequency = Fc;
dev.rx0.samplerate = Fs;
dev.rx0.bandwidth  = BW;
dev.rx0.gain       = Gain;
dev.rx0.antenna    = 2;    % LNA_L
```

```

dev.rx1.frequency    = Fc;
dev.rx1.samplerate   = Fs;
dev.rx1.bandwidth    = BW;
dev.rx1.gain         = Gain;
dev.rx1.antenna      = 2;      % LNA_L

% Read parameters from the devices
Fs_dev      = dev.rx0.samplerate;
Fc_dev      = dev.rx0.frequency;
BW_dev      = dev.rx0.bandwidth;
Ant_dev     = dev.rx0.antenna;
Gain_dev    = dev.rx0.gain;
ChipTemp    = dev.chiptemp;

Fs_dev1     = dev.rx1.samplerate;
Fc_dev1     = dev.rx1.frequency;
BW_dev1     = dev.rx1.bandwidth;
Ant_dev1    = dev.rx1.antenna;
Gain_dev1   = dev.rx1.gain;

fprintf('Rx Device temperature: %3.1fC\n', ChipTemp);

% Create empty array for the received signal
bufferRx    = complex(zeros(TotalTime*Fs,1));

bufferRx1   = complex(zeros(TotalTime*Fs,1));

% Enable stream parameters.
dev.rx0.enable;

dev.rx1.enable;

% Calibrate RX channel
dev.rx0.calibrate;

dev.rx1.calibrate;

```

```
% Start the module
dev.start();
fprintf('Start of LimeSDR\n');

% Receive samples on RX0 channel
[samples, ~, samplesLength] = dev.receive(Fs*Ts,0);
bufferRx(indRx:indRx+samplesLength-1) = samples;

% Receive samples on RX1 channel
indRx1 = 1; % index of the last received sample

[samples1, ~, samplesLength1] = dev.receive(Fs*Ts,1);
bufferRx1(indRx1:indRx1+samplesLength1-1) = samples1;

pause(1)

% Cleanup and shutdown by stopping the RX stream and having
% MATLAB delete the handle object.
dev.stop();
clear dev;
fprintf('Stop of LimeSDR\n');

% Select a few samples to get the process quicker
t = bufferRx(1:10000);
x = transpose(t);

t1 = bufferRx1(1:10000);
x1 = transpose(t1);

% Select plot gain *1
% Sref ambiguity function
[afmag,delay,doppler] = ambgfun(x,Fs,250000);
afmag = afmag*1;
```

```

afmag(afmag>1 )= 1;

% Sr ambiguity function
[afmag2,delay2,doppler2] = ambgfun(x1,Fs,250000);
afmag2 = afmag2*1;
afmag2(afmag2>1 )= 1;

% Correlation
[afmag3,delay3,doppler3] = ambgfun(x,x1,Fs,[250000 250000]);
afmag3 = afmag3*1.5;
afmag3(afmag3>1 )= 1;

% Plot spectrograms of the recieved signals
figure(1)
subplot(3,2,1);
spectrogram(bufferRx,2^12,2^10,2^12,'centered','yaxis')

subplot(3,2,2);
spectrogram(bufferRx1,2^12,2^10,2^12,'centered','yaxis')

% Plot the ambiguity functions of Sref and Sr
subplot(3,2,3)
surf(delay,doppler,afmag,'LineStyle','none');
shading interp;
axis([-0.5e-5 0.5e-5 -10000 10000]);
grid on;
view([140,35]);
colorbar;
xlabel('Delay \tau (s)');
ylabel('Doppler f_d (Hz)');
title('Ambiguity Function Sref');

subplot(3,2,4)
surf(delay2,doppler2,afmag2,'LineStyle','none');

```

```
shading interp;
axis([-0.5e-5 0.5e-5 -10000 10000]);
grid on;
view([140,35]);
colorbar;
xlabel('Delay \tau (us)');
ylabel('Doppler f_d (kHz)');
title('Ambiguity Function Sr');

% Plot the correlation of Sref and Sr

subplot(3,2,5)
surf(delay3,doppler3,afmag3,'LineStyle','none');
shading interp;
axis([-0.3e-6 0.3e-6 -1500 1500]);
zlim([0 1]);
grid on;
view([140,35]);
colorbar;
xlabel('Delay \tau (s)');
ylabel('Doppler f_d (Hz)');
title('Cross-correlation');

fprintf('Time for visualisation: %g\n', toc);
```



## Apêndice C - Correlação utilizando diversas partes das amostras

Código MATLAB para fazer a correlação utilizando os dados obtidos com diferentes partes da amostra:

```
t = bufferRx(5100001:5102000);
x = transpose(t);

t0 = bufferRx(10200001:10202000);
x0 = transpose(t0);

t00 = bufferRx1(15300001:15302000);
x00 = transpose(t00);

t000 = bufferRx(20400001:20402000);
x000 = transpose(t000);


t1 = bufferRx1(5100001:5102000);
x1 = transpose(t1);

t11 = bufferRx1(10200001:10202000);
x11 = transpose(t11);

t111 = bufferRx1(15300001:15302000);
x111 = transpose(t111);

t1111 = bufferRx1(20400001:20402000);
x1111 = transpose(t1111);


[afmag3,delay3,doppler3] = ambgfun(x,x1,Fs,[250000 250000]);
afmag3 = afmag3*1.5;
afmag3(afmag3>1) = 1;
```

```
[afmag4,delay4,doppler4] = ambgfun(x0,x11,Fs,[250000 250000]);
afmag4 = afmag4*1.5;
afmag4(afmag4>1 )= 1;

[afmag5,delay5,doppler5] = ambgfun(x00,x111,Fs,[250000 250000]);
afmag5 = afmag5*1.5;
afmag5(afmag5>1 )= 1;

[afmag6,delay6,doppler6] = ambgfun(x000,x1111,Fs,[250000 250000]);
afmag6 = afmag6*1.5;
afmag6(afmag6>1 )= 1;


subplot(3,2,1)
surf(delay3,doppler3,afmag3,'LineStyle','none');
shading interp;
axis([-0.3e-6 0.3e-6 -1500 1500]);
zlim([0 1]);
grid on;
view([140,35]);
colorbar;
xlabel('Delay \tau (s)');
ylabel('Doppler f_d (Hz)');
title('Cross-correlation 0.3s');


subplot(3,2,2)
surf(delay4,doppler4,afmag4,'LineStyle','none');
shading interp;
axis([-0.3e-6 0.3e-6 -1500 1500]);
zlim([0 1]);
grid on;
view([140,35]);
colorbar;
xlabel('Delay \tau (s)');
```



```
ylabel('Doppler f_d (Hz)');  
title('Cross-correlation 0.6s');
```

```
subplot(3,2,3)  
surf(delay5,doppler5,afmag5,'LineStyle','none');  
shading interp;  
axis([-0.3e-6 0.3e-6 -1500 1500]);  
zlim([0 1]);  
grid on;  
view([140,35]);  
colorbar;  
xlabel('Delay \tau (s)');  
ylabel('Doppler f_d (Hz)');  
title('Cross-correlation 0.9s');
```

```
subplot(3,2,4)  
surf(delay6,doppler6,afmag6,'LineStyle','none');  
shading interp;  
axis([-0.3e-6 0.3e-6 -1500 1500]);  
zlim([0 1]);  
grid on;  
view([140,35]);  
colorbar;  
xlabel('Delay \tau (s)');  
ylabel('Doppler f_d (Hz)');  
title('Cross-correlation 1.2s');
```



## Anexo I - Função de ambiguidade para um pulso FM

Código sugerido pelo MATLAB para criar função de ambiguidade para um pulso FM consoante as características do sinal:

```
clc
close all
clear all

Rmax = 15e3;
Rres = 1500;
c = 3e8;
prf = c/(2*Rmax);
bw = c/(2*Rres);
fs = 2*bw;
fc = 1e9;

lfmwaveform = phased.LinearFMWaveform('SampleRate',fs,'SweepBandwidth',
,bw,'PRF',prf,'PulseWidth',5/bw);
bw_lfm = bandwidth(lfmwaveform);
wav = lfmwaveform();
deltav_lfm = dop2speed(20e3,c/fc);
[afmag_lfm,delay_lfm,doppler_lfm] = ambgfun(wav,lfmwaveform.SampleRate,
lfmwaveform.PRF);

subplot(2,1,2)
surf(delay_lfm*1e6,doppler_lfm/1e3,afmag_lfm,'LineStyle','none');
axis tight; grid on; view([140,35]); colorbar;
xlabel('Delay \tau (us)');ylabel('Doppler f_d (kHz)');
title('FM Pulse Waveform Ambiguity Function');
```



## Anexo II - Verificação do alinhamento de fase dos canais RX

Código MATLAB para verificar o alinhamento de fase dos dois canais de recepção do LimeSDR, desenvolvido por Damir Rakhimov, CRL, TU Ilmenau, Dec 2019.

```
% Example demonstrates phase difference between channels over frequencies
% one LimeSDR-USB and all channel
%
% Author:
%   Damir Rakhimov, CRL, TU Ilmenau, Dec 2019

clc
clear all

addpath('..\_library')           % add path with LimeSuite library
addpath(genpath('..\_tools'))    % add folder and subfolders
addpath('..\_results')          % add path to folder with results

fprintf( 'Script for evaluation of phase coherence between RX channels \n');
fprintf('%s - Current folder: "%s"\n',currTimeLine(),pwd);
filefolder_script = pwd; % to get path to current folder on the cluster
filefolder_result = sprintf('%s/..\_results', filefolder_script);
savebool          = true; % save results
plotbool = true; % plot figures

% Initialize parameters
TotalTime          = 0.1;      % Time of observation for one experiment, s
Fc                  = 602e6;    % Carrier Frequency, Hz5
Fs                  = 1e6;      % Frequency of sampling frequency, Hz
Ts                  = 0.2;      % Signal duration, s
Fdev                = 5e6;      % Frequency of deviation, Hz
Fi                  = 602e6;    % Intermediate frequency, Hz
```

```
Asig          = 1;          % Amplitude of signal, [-1,1]
BW            = 8e6;        % Bandwidth of the signal, Hz
RxGain        = 24;        % Receiver Gain, dB
TxGain        = 35;        % Transmitter Gain, dB
Nstat         = 10;        % number of experiments

phase_FD_stat = zeros(Fs*Ts, Nstat);
sample_offset = zeros(Nstat, 1);
phase_drift    = zeros(Nstat, 1);
phase_drift_stat = zeros(200, round(TotalTime/Ts), Nstat);

for idxLoopStat = 1:Nstat
    fprintf('%s Iteration #%d/%d \n',currTimeLine(),idxLoopStat,Nstat);
    % (1) Open a device handle:
    dev = limeSDR(); % Open device

    % (2) Setup device parameters.
    dev.tx0.frequency = Fc;
    dev.tx0.samplerate = Fs;
    dev.tx0.bandwidth = BW;
    dev.tx0.gain       = TxGain;
    dev.tx0.antenna    = 1;

    dev.rx0.frequency = Fc;
    dev.rx0.samplerate = Fs;
    dev.rx0.bandwidth = BW;
    dev.rx0.gain       = RxGain;
    dev.rx0.antenna    = 2;      % LNA_L

    dev.rx1.frequency = Fc;
    dev.rx1.samplerate = Fs;
    dev.rx1.bandwidth = BW;
    dev.rx1.gain       = RxGain;
    dev.rx1.antenna    = 2;      % LNA_L

    % (3) Read parameters from the devices
    ChipTemp          = dev.chiptemp;
```

```
Fs_dev_tx      = dev.tx0.samplerate;  % in SPS
Fc_dev_tx      = dev.tx0.frequency;
BW_dev_tx      = dev.tx0.bandwidth;
Ant_dev_tx     = dev.tx0.antenna;
TxGain_dev     = dev.tx0.gain;

Fs_dev_rx      = dev.rx0.samplerate;  % in SPS
Fc_dev_rx      = dev.rx0.frequency;
BW_dev_rx      = dev.rx0.bandwidth;
Ant_dev_rx     = dev.rx0.antenna;
RxGain_dev     = dev.rx0.gain;

fprintf('Device temperature: %3.1fC\n', ChipTemp);

fprintf('Tx Device antenna:  %1d \n', Ant_dev_tx);
fprintf('Tx Device sampling frequency: %12.1fHz,
\tInitial sampling frequency: %12.1fHz\n', Fs_dev_tx, Fs);
fprintf('Tx Device carrier frequency:  %12.1fHz,
\tInitial carrier frequency:  %12.1fHz\n', Fc_dev_tx, Fc);
fprintf('Tx Device bandwidth:          %12.1fHz,
\tInitial bandwidth:          %12.1fHz\n', BW_dev_tx, BW);
fprintf('Tx Device gain:                %12.1fdB,
\tInitial gain:                %12.1fdB\n', TxGain_dev, TxGain);

fprintf('Rx Device antenna:  %1d \n', Ant_dev_rx);
fprintf('Rx Device sampling frequency: %12.1fHz,
\tInitial sampling frequency: %12.1fHz\n', Fs_dev_rx, Fs);
fprintf('Rx Device carrier frequency:  %12.1fHz,
\tInitial carrier frequency:  %12.1fHz\n', Fc_dev_rx, Fc);
fprintf('Rx Device bandwidth:          %12.1fHz,
\tInitial bandwidth:          %12.1fHz\n', BW_dev_rx, BW);
fprintf('Rx Device gain:                %12.1fdB,
\tInitial gain:                %12.1fdB\n', RxGain_dev, RxGain);

% (4) Generate test chirp signal [-Fdev; Fdev] and cender at Fc+Fi
Nsampl          = round(Fs_dev_tx*Ts);
```

```

n                = 0:Nsampl-1;
t                = n/Fs_dev_tx;
waveform         = Asig * exp(1i*2*pi*Fi*t + 1i*2*pi*Fdev/(Ts/2)*
( t.^2/2 - Ts/2*t )); % chirp waveform
freqs            = Fdev/(Ts/2)*( t - Ts/2 );
[~, FreqZind]    = min(abs(freqs)); % index of center frequency

% (5) Create empty arrays for the received signals
bufferRx0        = complex(zeros((TotalTime+2)*Fs,1));
bufferRx1        = complex(zeros((TotalTime+2)*Fs,1));

% (6) Enable stream parameters.
dev.tx0.enable;
dev.rx0.enable;
dev.rx1.enable;

% (7) Calibrate TX and RX channels
dev.tx0.calibrate;
dev.rx0.calibrate;
dev.rx1.calibrate;

% (8) Start the module
dev.start(); fprintf('%s - LimeSDR Started\n', currTimeLine());
% (9) Transmit and Receive samples
indRx0           = 1; % index of the last received sample
indRx1           = 1;
TimeOut_ms       = 5000;
Nskip            = round(1*Fs_dev_rx);
TimeStamp_smpl   = Nskip; % Initial value for the TimeStamp

for idxLoopRF    = 1:round(TotalTime/Ts)+1

    tic;
    if idxLoopRF <= round(TotalTime/Ts)
        dev.transmit(waveform, 0, TimeOut_ms, TimeStamp_smpl);
        fprintf('\tSmpls written: %8d\t', Nsampl);
        fprintf('\tLoading time: %7.4f\t', toc);
    end
end

```



```
        TimeStamp_smpl = TimeStamp_smpl + Nsmpl;
    else
        fprintf('\tSmpls written: %8d\t', 0);
        fprintf('\tLoading time: %7.4f\t', toc);
    end

    continue_loop = true;
    while continue_loop
        tic
        statusRx0 = dev.rx0.status;
        statusRx1 = dev.rx1.status;
        [samples0, timestamp_out0, samplesLength0] =
        dev.receive((statusRx0.fifoFilledCount), 0, TimeOut_ms);
        [samples1, timestamp_out1, samplesLength1] =
        dev.receive((statusRx1.fifoFilledCount), 1, TimeOut_ms);
        bufferRx0(indRx0:indRx0+samplesLength0-1) = samples0;
        bufferRx1(indRx1:indRx1+samplesLength1-1) = samples1;
        indRx0 = indRx0 + samplesLength0;
        indRx1 = indRx1 + samplesLength1;
        statusTx0 = dev.tx0.status;
        if idxLoopRF <= round(TotalTime/Ts)
            continue_loop = (statusTx0.fifoFilledCount > 4e6);
            % continue reception until decrease of Tx buffer
        else
            continue_loop = (statusTx0.fifoFilledCount > 0);
            % continue reception until empty Tx buffer
        end
    end

end

if idxLoopRF > round(TotalTime/Ts)

    statusRx0 = dev.rx0.status;
    statusRx1 = dev.rx1.status;
    [samples0, timestamp_out0, samplesLength0] =
    dev.receive(statusRx0.fifoFilledCount + Fs*0.8, 0, TimeOut_ms);
    [samples1, timestamp_out1, samplesLength1] =
```

```

        dev.receive(statusRx1.fifoFilledCount + Fs*0.8, 1, TimeOut_ms);
        bufferRx0(indRx0:indRx0+samplesLength0-1) = samples0;
        bufferRx1(indRx1:indRx1+samplesLength1-1) = samples1;
        indRx0 = indRx0 + samplesLength0;
        indRx1 = indRx1 + samplesLength1;
    end

    statusRx0 = dev.rx0.status;
    statusRx1 = dev.rx1.status;
    statusTx0 = dev.tx0.status;
    fprintf('\tTx0 Fifo size: %8d\t', statusTx0.fifoFilledCount);
    fprintf('\tRx0 Fifo size: %8d\t', statusRx0.fifoFilledCount);
    fprintf('\tRx1 Fifo size: %8d\t', statusRx1.fifoFilledCount);
    fprintf('\tRx LinkRate: %6.2fMB/s\n',
        max(statusRx0.linkRate,statusRx1.linkRate)/1e6);
end

fprintf('\tTotal number of samples from Rx0: %8d\t', indRx0-1);
fprintf('\tTotal number of samples from Rx1: %8d\n', indRx1-1);

% (10) Cleanup and shutdown by stopping the RX stream
% and having MATLAB delete the handle object.
dev.stop(); clear dev; fprintf('%s - LimeSDR Stopped\n', currTimeLine());

% (11) Process samples
% calculate phase error between channels
Nsampltotal = Nsampl*round(TotalTime/Ts);
phase_rx0 = unwrap(angle(bufferRx0(1+Nskip:Nsampltotal+Nskip)));
phase_rx1 = unwrap(angle(bufferRx1(1+Nskip:Nsampltotal+Nskip)));
phase_diff = phase_rx0 - phase_rx1;
phase_diff_mtx = reshape(phase_diff, Nsampl, round(TotalTime/Ts));
% evaluate phase dependence on frequency
phase_diff_mtx = unwrap(phase_diff_mtx,[],1);
phase_diff_mtx = phase_diff_mtx -
mean(phase_diff_mtx(FreqZind-1000:FreqZind+1000,:),1);
phase_FD = mean(phase_diff_mtx,2);
% phase difference between channels for different frequencies

```

```

    phase_FD_stat(:,idxLoopStat) = phase_FD;
    % collect phases for different runs
    % evaluate phase drift
    phase_drift      = unwrap(squeeze(mean(unwrap(reshape(phase_diff,200,
    [],round(TotalTime/Ts)),[],2),2)),[],1);
    phase_drift      = phase_drift - mean(phase_drift,1);
    phase_drift_stat(:,idxLoopStat) = phase_drift;
    % calculate time offset between channels
    phase_FD_diff      = diff(phase_FD); % differentiate phase
    sample_offset(idxLoopStat) = -mean(phase_FD_diff(Ts/20*Fs:end-Ts/20*Fs,
    :),1)/(2*pi*Fdev)*(Ts/2*Fs_dev_rx*1*Fs_dev_rx);
    % calculate time offset between channels
    % Time shift in TD will be linear phase in FD
    %  $x(t - 1/Fs*k) \gg \exp(-1i*2\pi*Fdev/(T/2*Fs)*n*1/Fs*k)$ 
    % n = 1 because we calculate phase difference between
    % adjacent frequencies

end

% (12) Postprocessing
fprintf('%s Postprocessing  \n',currTimeLine());

% save variables
timestring = currTimeToStr();

if savebool == true % save file with workspace variables (.mat)
    filename_mat = sprintf('%s/checkRxPhaseAlign_%s_Fc=%s,Fs=%s,
    Fdev=%s,T=%d,Nstat=%d.mat', filefolder_result, timestring,
    num2sip(Fc_dev_rx,3), num2sip(Fs_dev_rx,3), num2sip(Fdev,3),
    TotalTime, Nstat);
    save(filename_mat, 'freqs', 'phase_FD_stat', 'Fc_dev_rx',
    'Fs_dev_rx', 'Fdev', 'TotalTime', 'Ts', '-v7.3');
    fprintf('%s - Data saved to:  "%s"\n', currTimeLine(), filename_mat)
end

% process statistics

```

```

Nfreqhist          = 200; % number of frequencies on 2D histogram
FreqStep           = length(freqs)/Nfreqhist;
phase_FD_stat      = phase_FD_stat - mean(phase_FD_stat
(FreqZind-1000:FreqZind+1000,:),1);
phase_FD_stat_small = (reshape(phase_FD_stat.',[],Nfreqhist)).';
phase_drift_mtx     = reshape(permute(phase_drift_stat,[1 3 2]),200 *
Nstat, round(TotalTime/Ts)); % [Freq Nstat x Time]

% (13) Save & Plot results
if plotbool

    % Spectrogram (Signal Processing Toolbox is required)
    tic
    fig(1) = figure(1);
        subplot(2,1,1)
            spectrogram(bufferRx0,2^12,2^10,2^12,'centered','yaxis')
        subplot(2,1,2)
            spectrogram(bufferRx1,2^12,2^10,2^12,'centered','yaxis')
    fprintf('%s - Visualisation of Spectrogram:    %7.4fs\n',
        currTimeLine(), toc);

    % Received Signal
    tic
    fig(2) = figure(2);
        subplot(2,1,1)
            plot([real(bufferRx0(1:100:end));imag(bufferRx0(1:100:end))])
        subplot(2,1,2)
            plot([real(bufferRx1(1:100:end));imag(bufferRx1(1:100:end))])
    fprintf('%s - Visualisation of Signal:          %7.4fs\n',
        currTimeLine(), toc);

    % Phase (1 and 2) for each channel
    % Phase difference vs Frequency (3)
    tic

```

```

fig(3) = figure(3);
subplot(3,1,1)
    plot(phase_rx0(1:100:end))
    hold on
    plot(phase_rx1(1:100:end))
    hold off
subplot(3,1,2)
    plot(rad2deg(rem(phase_diff(1:100:end), 2*pi)))
subplot(3,1,3)
    plot(freqs, rad2deg(phase_FD_stat(:,end)));
fprintf('%s - Visualisation of Phase Rx0-Rx1: %7.4fs\n',
currTimeLine(), toc);

% Histograms of phases for different frequencies
tic
fig(4) = figure(4);
bins    = (-200+0.1:0.1:200)-0.1/2; % resolution of phase in histogram
count   = hist(rad2deg(phase_FD_stat_small.'), bins); % compute histograms
b       = bar3(bins, count); % plot as three-dimensional bar plot
count   = 10*log10(count); % log scale of Z axis
count(count==--Inf) = 0;
[X,Y]   = meshgrid(freqs(1:FreqStep:end),bins);
surf(X, Y, count,'linestyle','none'); view(2); colormap('jet')
xlabel('Frequencies, Hz', 'FontSize',18)
ylabel('Phase, deg', 'FontSize',18)
zlabel('Count', 'FontSize',18)
title('Phase difference vs Frequency', 'Fontsize', 22)
colormap jet
h = colorbar; ylabel(h,'10 log_{10}(Count)', 'FontSize',16)
fprintf('%s - Visualisation of Histogram: %7.4fs\n',
currTimeLine(), toc);
if plotbool && savebool
    % Save 2D histogram
    filename_image = sprintf('%s/checkRxPhaseAlign_%s_hist_Fc=%s,
Fs=%s,Fdev=%s,T=%d,Nstat=%d', filefolder_result, timestring,
        num2sip(Fc_dev_rx,3), num2sip(Fs_dev_rx,3), num2sip(Fdev,3),

```

```

        TotalTime, Nstat);
set(fig(4),'PaperUnits','inches','PaperPosition',[0 0 12 6])
%png
print(filename_image,'-dpng','-r600' )
%eps
saveas(fig(4),filename_image,'eps')
fprintf('%s - Plot saved to:      "%s"\n',
currTimeLine(), filefolder_result)
end

% Histograms of sample offset for different frequencies
tic
fig(5) = figure(5);
H = histogram(sample_offset,(-1:1/128:1)+1/128*1/2);
H = histogram('BinEdges',H.BinEdges,'BinCounts',movsum(H.Values,4));
xlabel('Sample offset, T_o/T_s', 'FontSize',18)
ylabel('Count', 'FontSize',18)
title('Histogram of Samples Offset', 'FontSize', 22)
fprintf('%s - Visualisation of Offsets:      %7.4fs\n',
currTimeLine(), toc);
hold on;
[pks,locs] = findpeaks(H.Values,'MinPeakDistance',5);
pks_bin    = (H.BinEdges(locs)+1/128*1/2).';
plot(pks_bin, pks, 'r+', 'LineWidth', 1, 'MarkerSize', 15);
text(pks_bin, pks, cellstr(num2str(pks_bin)), 'FontSize',8);
hold off;
if plotbool && savebool
    % Save histograms of sample offset
    filename_image = sprintf('%s/checkRxPhaseAlign_%s_offset_Fc=%s,
Fs=%s,Fdev=%s,T=%d,Nstat=%d', filefolder_result, timestring,
    num2sip(Fc_dev_rx,3), num2sip(Fs_dev_rx,3), num2sip(Fdev,3),
    TotalTime, Nstat);
set(fig(5),'PaperUnits','inches','PaperPosition',[0 0 12 6])
%png
print(filename_image,'-dpng','-r600' )
%eps

```

```

        saveas(fig(5),filename_image,'epsc')
        fprintf('%s - Plot saved to:    "%s"\n',
            currTimeLine(), filefolder_result)
    end

    % Histograms of phases drift
    tic
    fig(6) = figure(6);
    bins    = (-2+0.04:0.04:2)-0.04/2; % resolution of phase in histogram
    count    = hist(rad2deg(wrapToPi(unwrap(phase_drift_mtx,[],1))), bins);
    % compute histograms
    b        = bar3(bins, count); % plot as three-dimensional bar plot
    count    = 10*log10(count); % log scale of Z axis
    count(count== -Inf) = 0;
    [X,Y]    = meshgrid((1:round(TotalTime/Ts))*Ts - Ts/2,bins);
    surf(X, Y, count,'linestyle','none'); view(2); colormap('jet');
    xlabel('Time, s', 'FontSize',18)
    ylabel('Phase, deg', 'FontSize',18)
    zlabel('Count', 'FontSize',18)
    title('Phase drift vs Time', 'Fontsize', 22)
    colormap jet
    %h = colorbar; ylabel(h,'Count', 'FontSize',16)
    h = colorbar; ylabel(h,'10 log_{10}(Count)', 'FontSize',16)
    fprintf('%s - Visualisation of Histogram:    %7.4fs\n',
        currTimeLine(), toc);
    if plotbool && savebool
        % Save 2D histogram
        filename_image = sprintf('%s/checkRxPhaseAlign_%s_drift_Fc=%s,
            Fs=%s,Fdev=%s,T=%d,Nstat=%d', filefolder_result, timestring,
            num2sip(Fc_dev_rx,3), num2sip(Fs_dev_rx,3), num2sip(Fdev,3),
            TotalTime, Nstat);
        set(fig(6),'PaperUnits','inches','PaperPosition',[0 0 12 6])
        %png
        print(filename_image,'-dpng','-r600' )
        %eps
        saveas(fig(6),filename_image,'epsc')
        fprintf('%s - Plot saved to:    "%s"\n',

```

```
        currTimeLine(), filefolder_result)
    end

end
```